

**МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)**

На правах рукописи

Горбунова Анастасия Александровна



**ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ
ПОБОЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ИЗЛУЧЕНИЙ
ПО ИЗМЕРЕНИЯМ В БЛИЖНЕЙ ЗОНЕ**

Специальность: *«Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения»*

Шифр: 05.12.04

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель: д.т.н., профессор Кузнецов Юрий Владимирович

Москва – 2014

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	4
Глава 1. Методы исследования электромагнитных излучений технических средств	17
1.1 Обзор источников литературы	17
1.2 Отечественная практика исследования ЭМИ СВТ.....	19
1.3 Современные методы исследования ЭМИ ТС.....	25
1.4 Исследования ЭМИ ТС в ближней зоне.....	27
1.5 Выводы по главе 1.....	30
Глава 2. Модель электромагнитного излучения технического средства	32
2.1 Модель сигналов, формирующих ПЭМИ СВТ.....	33
2.2 Модель технического средства как источника ПЭМИ	43
2.2.1 Модель элементарного диполя	43
2.2.2 Модель антенны бегущей волны	50
2.2.3 Распределённая дипольная модель.....	56
2.3 Результаты экспериментальных исследований	60
2.3.1 Клавиатура с интерфейсом PS/2	60
2.3.2 Клавиатура с интерфейсом USB	63
2.4 Выводы по главе 2.....	70
Глава 3. Электромагнитное излучение технического средства в ближней зоне.....	71
3.1 Описание электромагнитных излучений в ближней зоне	71
3.1.1 Детерминированные электромагнитные излучения	71
3.1.1.1. Стационарные стохастические электромагнитные излучения	72
3.2 Концепция построения системы измерения ЭМИ СВТ в ближней зоне	73
3.3 Расчет ЭМИ в различных точках пространства по результатам измерений тангенциальных компонент поля в ближней зоне	75
3.3.1 Метод спектра плоских волн.....	76
3.3.2 Эквивалентное моделирование источника	80

3.3.3 Сравнительный анализ метода спектра плоских волн и эквивалентного моделирования источника	83
3.3.4 Обобщение метода эквивалентного моделирования источника на стационарные стохастические ЭМИ	84
3.4 Выводы по главе 3	88
Глава 4. Алгоритм обработки ЭМИ СВТ в ближней зоне	90
4.1 Алгоритм локализации источников ПЭМИ СВТ	90
4.1.1 Оценка корреляционного спектра	91
4.1.2 Определение параметров распределённой дипольной модели в плоскости объекта	93
4.1.3 Параметрическая идентификация	96
4.1.4 Результаты компьютерного моделирования	104
4.2 Расчёт характеристик ЭМИ ТС в дальней зоне	108
4.1.5 Результаты компьютерного моделирования	111
4.3 Выводы по главе 4	114
Глава 5. Экспериментальные исследования ПЭМИ СВТ	116
5.1 Схема измерительной установки	116
5.1.1 Измерения ЭМИ в ближней зоне	116
5.1.2 Измерения ЭМИ в дальней зоне	118
5.2 Исследование ПЭМИ ноутбука	121
5.3 Исследование ПЭМИ платы монитора	129
5.4 Расчёт временных затрат на проведение исследований ПЭМИ СВТ	134
5.4.1 Измерения ПЭМИ в дальней зоне в частотной области	135
5.4.2 Измерения ЭМИ в непосредственной близости от ТС в частотной области	137
5.4.3 Измерения ПЭМИ в ближней зоне во временной области	137
5.5 Выводы по главе 5	138
Заключение	141
Список использованной литературы	145

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность проблемы

Средства вычислительной техники (СВТ), осуществляющие обработку, хранение и передачу информации, в процессе своего функционирования создают в окружающем пространстве электромагнитное поле информационного сигнала. Побочное электромагнитное излучение (ПЭМИ) СВТ может быть обнаружено на определённом расстоянии от технического средства (ТС) и, следовательно, информация, переносчиком которой оно является, может быть перехвачена с использованием измерительного оборудования.

Под утечкой информации по каналу ПЭМИ понимается возможность доступа к информации, циркулирующей в СВТ в процессе его работы, осуществляемого путём перехвата и соответствующей обработки ПЭМИ ТС.

Для контроля защищённости СВТ от возможной утечки информации по каналу ПЭМИ используются характеристики его электромагнитного излучения, такие как напряжённость электрического и магнитного полей информативного сигнала, шумов и помех, которые определяются и рассчитываются по результатам измерений в заданных точках. На практике критерий оценки защищённости определяется в виде отношения уровня информативного сигнала к уровню нормированных индустриальных помех и шумов. В качестве параметра, характеризующего защищённость СВТ, используется расстояние от устройства, за пределами которого выполняется условие защищённости.

В отечественной нормативно-методической базе представлены два подхода к оценке значений напряжённости электрического и магнитного полей излучения СВТ на границе контролируемой зоны, которые и определяют показатель защищённости: экспериментальный и экспериментально-расчётный.

В экспериментальном методе расчёт показателя защищённости проводится непосредственно по результатам измерений напряжённости электрического и магнитного полей излучения СВТ на границе контролируемой зоны в точке максимального излучения. Недостатками такого подхода является необходи-

мость проведения исследований в широком диапазоне положений измерительной аппаратуры для поиска максимума излучения, а также необходимость проведения измерений для каждого объекта, на котором располагается СВТ. В связи с этим, данный подход применяется при проведении контроля защищённости непосредственно в месте эксплуатации СВТ в конечном наборе точек пространства на заданных частотах, определённых ранее для данного СВТ на этапе специальных исследований в лаборатории.

При проведении специальных исследований для контроля защищённости СВТ используется экспериментально-расчётный метод. В рамках этого подхода измерения ПЭМИ проводятся на небольшом (1–3 м) расстоянии от СВТ, что позволяет существенно снизить время на проведение исследований и повысить точность, поскольку мощность ЭМИ вблизи устройства гораздо выше мощности на границе контролируемой зоны. Измеренные уровни напряжённости электрического и магнитного полей излучения СВТ в точке максимального излучения используются для расчёта характеристик ПЭМИ на границе контролируемой зоны с использованием модели излучения элементарного диполя. Недостатки такого подхода определяются тем, что дипольная модель является адекватной только для определённого частотного диапазона, что не позволяет обеспечить высокую достоверность оценки параметров защищённости на границе контролируемой зоны.

На сегодняшний день в отечественной литературе существуют работы, посвящённые уточнению инструментально-расчётного метода исследований ЭМИ СВТ с целью контроля его защищённости за счёт уточнения модели ТС, а также учёта всех компонент ЭМИ.

Современной тенденцией развития методов исследования ЭМИ в смежных областях, таких как электромагнитная совместимость, является проведение измерений ЭМИ в ближней зоне излучающей структуры. Этот подход широко представлен в работах учёных из Мюнхенского технического университета, Ноттингемского университета, Тулузского университета и др. По сравнению с измерениями в дальней зоне, измерения в ближней зоне имеют преимущества

по скорости и точности, а также обеспечивают возможность проведения исследования ЭМИ объекта непосредственно в нормальных лабораторных условиях без использования специальных экранированных помещений и безэховых камер. Данный подход может быть применён и в задаче контроля защищённости СВТ от возможной утечки информации по каналу ПЭМИ. Однако необходимо учитывать, что ПЭМИ современных интерфейсов передачи данных являются маломощными, широкополосными и в общем случае случайными процессами. Это вызывает необходимость использования стохастического подхода для описания пространственно-временного распределения ПЭМИ СВТ.

Таким образом, задача повышения достоверности и эффективности контроля защищённости информации, обрабатываемой средствами вычислительной техники, путём развития технологии измерения стационарных стохастических побочных электромагнитных излучений технических средств в ближней зоне за счёт использования уточнённой модели технического средства и разработки алгоритмов идентификации параметров источников информационного излучения является актуальной.

Целью работы является повышение достоверности и эффективности контроля защищённости информации, обрабатываемой средствами вычислительной техники, путём развития технологии измерения стационарных стохастических побочных электромагнитных излучений технических средств в ближней зоне за счёт использования уточнённой модели технического средства и разработки алгоритмов идентификации параметров источников информационного излучения.

Для достижения поставленной цели в работе решены следующие основные задачи:

1. Синтезирована математическая модель формирования ЭМИ СВТ, определены её основные параметры и выведены аналитические выражения для пространственно-частотной характеристики излучения в ближней и дальней зонах.

2. Обоснована структура и состав системы измерения стационарных стохастических ЭМИ СВТ в ближней зоне во временной области.

3. На основе предложенной распределённой дипольной модели разработан алгоритм идентификации параметров источников информационного стохастического ЭМИ СВТ и расчёта их пространственно-частотных характеристик излучения в дальней зоне.

4. Проведена экспериментальная верификация разработанной технологии измерения информационных стационарных стохастических ЭМИ СВТ в ближней зоне путём сопоставления рассчитанных и измеренных пространственно-частотных характеристик излучения в дальней зоне.

Методы исследований основываются на использовании теории вероятностей, параметрической идентификации систем, спектрального оценивания, методов цифровой обработки сигналов, корреляционного анализа, математического анализа, линейной алгебры, математического и компьютерного моделирования, а также теоретических основ статистической радиотехники.

Научная новизна результатов исследований состоит в следующем:

1. Синтезирована математическая модель формирования информационных ЭМИ СВТ в ближней и дальней зонах.

2. Разработана процедура идентификации параметров модели распределённого информационного источника ЭМИ СВТ в плоскости объекта, основанная на вычислении пространственных взаимно-корреляционных спектров сигналов, измеренных в ближней зоне излучения.

3. Предложен алгоритм локализации эффективных источников информационного ЭМИ СВТ в плоскости объекта, основанный на параметрических методах спектрального оценивания и позволяющий снизить вычислительные затраты за счёт уменьшения порядка модели.

4. Реализована система измерений ЭМИ СВТ в ближней зоне, позволившая провести экспериментальную верификацию предложенной методики расчёта пространственно-частотных характеристик информационных ЭМИ СВТ в дальней зоне излучения.

Практическая значимость результатов работы состоит в том, что разработанные методы исследования стохастических ЭМИ и алгоритмы их обработки могут быть реализованы в автоматизированных программно-аппаратных комплексах контроля защищённости СВТ. Применение таких систем позволит существенно сократить временные затраты на проведение измерений, повысить достоверность результатов и обеспечит возможность проведения исследований в нормальных лабораторных условиях без использования специальных помещений.

Также разработанный алгоритм локализации источников в составе ТС может эффективно применяться на стадии разработки и создания образцов защищённой техники для поиска источников информативного излучения и оценки уровней их ЭМИ.

Использованные в работе методы цифровой обработки и спектрального оценивания могут найти применение в различных областях науки, таких как радиотехника, радиолокация, антенные системы и др., а также в учебном процессе.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные результаты диссертационной работы использованы и внедрены в Федеральном государственном унитарном предприятии «Научно-производственное предприятие «Гамма». Акт о внедрении приведён в приложении к диссертации.

Научные и практические результаты работы использованы в процессе выполнения научно-исследовательских работ и отражены в отчётах по нескольким хоздоговорным НИР.

Достоверность полученных результатов обуславливается корректностью исходных положений, приближений и преобразований, использованием апробированного адекватного математического и статистического аппарата, компьютерных программ и логической обоснованностью выводов. Полученные результаты многократно подтверждены физическими и вычислительными экспериментами.

Апробация результатов работы. Основные положения диссертационной работы докладывались, обсуждались и получили положительные оценки на:

Международных научно-технических конференциях:

– 12-й Международной конференции «Авиация и космонавтика-2013», г. Москва, 2013;

– 12-й и 15-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA), г. Москва, 2010 г., 2013 г.

– Европейском симпозиуме по электромагнитной совместимости (IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, EMC Europe), г. Брюгге, Бельгия, 2013 г.

– Европейской микроволновой конференции (The European Microwave Conference, EuMC)), г. Нюрнберг, Германия, 2013 г.

– Международных конференциях по современным приложениям электродинамики (International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications, ICEAA), г. Турин, Италия, 2013 г. и г. Кейптаун, ЮАР, 2012 г.

– 30-й генеральной ассамблее международного союза по радионаукам (30th URSI General Assembly and Scientific Symposium), г. Стамбул, Турция, 2011 г.

– Международной конференции по микроволновым устройствам, радарам и беспроводной связи MIKON-2010 (18th International Conference on

Microwave Radar and Wireless Communications, MIKON)), Вильнюс, Литва, 2010 г.

Всероссийских научно-технических конференциях:

- Московская молодёжная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике-2013», г. Москва, 2013 г.;
- 1-я Всероссийская Микроволновая конференция, г. Москва, 2013 г.;
- 5-я Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», г. Москва, 2011 г.;
- II Межотраслевой молодёжный научно-технический форум, г. Москва, 2010 г.

Публикации. По основным результатам выполненных исследований опубликовано 19 печатных работ, из них 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, 5 научных статей, 13 тезисов докладов научных конференций.

Основные положения, выносимые на защиту:

1. Сокращение временных затрат на проведение исследований ПЭМИ СВТ с целью контроля его защищённости от утечки информации в 8–10 раз достигается за счёт использования системы измерения ЭМИ в ближней зоне во временной области.
2. Повышение достоверности экспериментально-расчётного метода контроля защищённости СВТ от утечки информации по каналу ПЭМИ обеспечивается за счёт использования распределённой дипольной модели СВТ, параметры которой определяются по измеренным пространственным корреляционным характеристикам тангенциальных компонент ЭМИ в ближней зоне путём решения обратной задачи.
3. Локализация эффективных источников ПЭМИ СВТ в плоскости объекта с использованием метода параметрической идентификации приводит к по-

вышению точности оценки их параметров в 5-10 раз и позволяет производить расчёт пространственно-частотных характеристик их излучения для заданного информационного сигнала.

Структура и объем работы. Диссертационная работа изложена на 154 машинописных страницах и состоит из введения, пяти глав, заключения и списка литературы. Иллюстративный материал представлен в виде 69 рисунков. Список литературы включает 93 наименования.

В главе 1 проведён аналитический обзор существующих методов исследования ЭМИ ТС в отечественной и зарубежной практике. Показано, что задача определения пространственно-частотного распределения мощности излучения объектов, являющаяся основой контроля защищённости СВТ от утечки по каналу ПЭМИ, решается также и в других областях, таких как антенные измерения и тестирование устройств на обеспечение электромагнитной совместимости (ЭМС).

Рассмотрен классический подход к контролю защищённости СВТ, основанный на проведении измерений характеристик излучения в дальней зоне на определённом расстоянии от ТС для различных ракурсов и последующем пересчёте полученных параметров для оценки максимально возможной зоны перехвата информации, за пределами которой обеспечивается заданное значение показателя защищённости. Недостатками такого подхода являются невысокая точность, а также значительные временные затраты.

Показано, что современной тенденцией исследования характеристик направленности излучения в антенной технике и в задачах обеспечения ЭМС является проведение измерений в ближней зоне объектов.

В главе предложено использование метода измерений в ближней зоне для контроля защищённости СВТ с целью повышения достоверности результатов, снижения временных затрат, а также требований к условиям проведения измерений и измерительной аппаратуре. Другим достоинством предложенного под-

хода является возможность использования результатов измерения для локализации источников ПЭМИ с целью последующего принятия мер по снижению его уровня, а также определения характеристик их парциального излучения.

В **главе 2** предложена модель формирования ПЭМИ СВТ, которая рассматривает излучение СВТ в каждой точке пространства как произведение спектра тока, формирующего ПЭМИ, и частотной характеристики излучения устройства.

Для определения модели сигнала, формирующего ПЭМИ, рассмотрено два варианта построения интерфейса передачи информации: однопроводный и дифференциальный. На основании проведённых теоретических и экспериментальных исследований для каждого из вариантов организации передачи данных предложена модель суммарного сигнала, формируемого суммой токов в близкорасположенных проводниках.

Для построения модели ТС в главе рассмотрено три варианта его эквивалентного замещения: модель элементарного диполя, модель антенны бегущей волны и распределённая дипольная модель, являющаяся обобщением первых двух. Были рассмотрены основные ограничения для каждой из моделей, определяющие частотный диапазон их адекватности, а также выведены аналитические выражения для частотных характеристик излучения. Показано, что частотные характеристики излучения для любой из рассмотренных моделей определяются параметрами её элементов, не зависящими от частоты.

Полученные результаты показывают, что в рамках предложенной модели ПЭМИ СВТ, задача оценки характеристик излучения в любой точке пространства разделяется на выбор соответствующей модели ТС, определение её параметров на одной из частот излучения и формирование спектра ЭМИ ТС во всем диапазоне исследуемых частот для заданной модели сигнала.

В **главе 3** рассмотрены подходы к описанию ЭМИ ТС в ближней зоне. Представлены методы описания детерминированных ЭМИ, а также рассмотрены характеристики стационарного стохастического излучения, характерного для ПЭМИ СВТ. В главе показано, что стационарные стохастические ЭМИ ТС

характеризуются своими корреляционными характеристиками, для определения оценок которых используются временные реализации принимаемых сигналов. В связи с этим предложена концепция построения системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне, основанная на двухточечном сканировании временных реализаций сигналов компонент электромагнитного поля в плоскости, параллельной плоскости расположения исследуемого объекта.

Также в главе рассмотрено два метода пересчёта компонент электромагнитного поля из ближней зоны в любую точку пространства: метод спектра плоских волн и метод эквивалентного моделирования источника. Рассматриваются основные достоинства и недостатки этих методов. Представленные теоретические результаты, а также результаты моделирования показывают, что метод спектра плоских волн, может использоваться для определения характеристик направленных систем, например, антенн, поскольку обеспечивает высокую точность только в ограниченном секторе углов на определённой частоте. Поскольку направленные свойства ПЭМИ СВТ априорно неизвестны, для их исследования был использован метод эквивалентного моделирования источника, который позволяет проводить анализ излучения в широком диапазоне частот и пространственных координат.

Также в главе предложено обобщение метода эквивалентного моделирования источника на случай исследования характеристик стационарного стохастического ЭМИ, формируемого как большим количеством некоррелированных источников, так и одним распределённым источником случайного излучения. Показано, что во втором случае формируемое по результатам сканирования ближнего поля распределение дипольных моментов может использоваться как для непосредственного расчёта характеристик ПЭМИ в различных точках пространства на определённой частоте в текущем режиме работы СВТ, так и для определения параметров дипольной модели распределённого источника, определяющих для заданного тока на его поверхности весь спектр его ЭМИ.

В главе 4 рассмотрены алгоритмы обработки результатов измерения тангенциальных компонент вектора напряжённости ЭМИ ТС в ближней зоне во временной области.

Показано, что предложенный алгоритм локализации позволяет определять распределение дипольных моментов на каждой частоте f и параметры распределённой дипольной модели в плоскости объекта. Также в главе рассмотрено применение процедуры параметрической идентификации для определения эффективных источников ПЭМИ, количество которых существенно меньше размерности дипольной модели.

В главе также рассмотрен алгоритм пересчёта ЭМИ ТС, позволяющий определить все компоненты электромагнитного поля, создаваемого ТС на определённой частоте в любой точке пространства в секторе углов $-90^0 \leq \theta \leq 90^0$ как по распределению дипольных моментов в плоскости объекта, так и по определённым параметрам эффективных источников. Также предложенный алгоритм позволяет для заданного спектра тока, формирующего излучение распределённого источника в плоскости объекта, определить его ПЭМИ в произвольной точке, как в частотной, так и во временной области по параметрам распределённой дипольной модели, определённым на одной опорной частоте.

В главе 5 представлены результаты экспериментальных исследований ПЭМИ двух СВТ: ноутбука и платы TFT монитора с использованием предложенного подхода измерения тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне, а также классического метода измерения в дальней зоне с использованием антенн.

По результатам измерений в ближней зоне была проведена оценка распределения электрических дипольных моментов распределённой модели и параметров эффективных источников. По полученным данным было восстановлено пространственное распределение ПЭМИ на расстоянии 2 м от исследуемого объекта и проведено сравнение с результатами непосредственных измерений классическим методом с использованием антенн на нескольких частотах для различных ракурсов. Было показано, что предложенный алгоритм оценки

характеристик ПЭМИ СВТ в дальней зоне по результатам сканирования тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне демонстрирует высокую адекватность получаемых результатов.

Представленные в главе результаты экспериментальных исследований показали, что ПЭМИ СВТ на различных частотах формируется разными источниками, входящими в состав исследуемого устройства, и обладает ярко выраженными направленными свойствами, которые проявляются при увеличении площади источника и частоты излучения. Направленность излучения каждого источника в составе СВТ определяется соотношением размеров его излучающей поверхности и длины волны и может существенно изменяться в широком диапазоне частот анализа. Таким образом, для широкополосных сигналов невозможно определить максимум излучения, поскольку на каждой из частот его положение может изменяться в широких пределах. На низких частотах характеристика направленности излучения источников в составе СВТ совпадает с характеристикой направленности диполя. В этом случае для контроля защищённости может эффективно использоваться классический экспериментально-расчётный метод, предлагаемый существующей нормативно-методической базой. Верхняя граница адекватности простейшей дипольной модели в общем случае определяется геометрическими размерами исследуемого СВТ или предположением о расположении источников ПЭМИ в его составе.

Также в главе представлен расчёт временных затрат на проведение исследований ПЭМИ одного СВТ с целью контроля его защищённости от утечки информации для трёх систем измерения:

- системы измерений ПЭМИ в дальней зоне в экранированной камере с использованием антенн и анализатора спектра;
- системы плоского сканирования ЭМИ в частотной области в непосредственной близости от исследуемого ТС;
- предложенной системы измерения стохастического ПЭМИ СВТ в ближней зоне во временной области.

Проведённый расчёт показал, что, предложенная концепция построения системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне во временной области позволяет сократить временные затраты в 8–10 раз по сравнению с классическим подходом и в 2–2,5 раза по сравнению с измерениями в ближней зоне в частотной области.

Глава 1. Методы исследования электромагнитных излучений технических средств

1.1 Обзор источников литературы

При проведении контроля защищённости информации, циркулирующей в современных СВТ от утечки за счёт ЭМИ, а также при исследовании ТС на обеспечение ЭМС осуществляется измерение пространственно-частотного распределения мощности побочных ЭМИ в ближней и дальней зонах излучения. Аналогичные вопросы решаются при анализе антенных систем на этапе определения направленности излучения антенны и её усиления. Классическим методом решения этой задачи в теории антенн, широко представленной в литературе, является измерение комплексных амплитуд компонент электромагнитного поля на каждой частоте в различных точках пространства в дальней зоне излучения [1-3]. Недостатком такого подхода является необходимость проведения измерений в широком секторе пространственных углов на существенном расстоянии от ТС, определяемым размерами объекта и длиной волны, в отсутствии помеховых сигналов. В связи с этим измерения излучения объектов в дальней зоне проводятся в специализированных помещениях или на специально оборудованных площадках.

Таким образом, для описания пространственно-частотных характеристик излучения в антенных задачах и задачах обеспечения ЭМС на сегодняшний день широкое применение нашли системы измерения электромагнитного поля в ближней зоне [4]. По сравнению с измерениями в дальней зоне, измерения в ближней зоне имеют преимущества по скорости и точности, а также обеспечивают возможность проведения исследования излучений объекта непосредственно в нормальных лабораторных условиях без использования специальных экранированных помещений и безэховых камер. Существует большое количество методов прямого пересчёта электромагнитного поля из ближней зоны излучения в дальнюю, рассмотренных в работах [5-7]. Общим недостатком этих методов является то, что измерения в ближней зоне позволяют непосредствен-

но оценить формируемое поле в дальней зоне только в ограниченном секторе пространственных углов, определяемом для планарного случая соотношением размеров объекта, плоскости измерения и расстоянием между ними [8]. Для расширения этого сектора в работе [9] предложено заменить анализируемый объект совокупностью электрических или магнитных диполей в соответствии с принципом эквивалентности. Тогда для формирования пространственно-частотной картины излучения устройства по результатам измерения его ближнего поля необходимо сначала определить параметры дипольной модели в плоскости объекта. В работах [10,11] рассматривается простейшая дипольная модель для описания плоской излучающей структуры. В рамках этой модели структура рассматривается как совокупность электрических или магнитных диполей, распределённых на её внешней поверхности, расположенной в плоскости объекта. Параметрами модели являются электрические или магнитные дипольные моменты, определяющие величину и направление протекания эквивалентных поверхностных токов. Исходными данными для построения дипольной модели являются результаты моделирования или измерений тангенциальных компонент электрического или магнитного поля в плоскости измерения, расположенной в ближней зоне излучения. В работе [12] показано, что полученное распределение эквивалентных диполей может использоваться как для формирования характеристик направленности излучения в дальней зоне, так и для локализации эффективных излучателей внутри исследуемого объекта, характеризующих реальные источники. Для этого необходимо задаться моделью источников и определить её параметры. На сегодняшний день существует большое количество моделей [13-15], однако, наибольшее распространение получила трансверсальная модель [16], параметрами которой являются координаты источников и их количество. Для определения параметров такой модели в литературе разработано большое количество оптимальных и квазиоптимальных методов [17-19]. Большинство из классических методов параметрического оценивания разработано для одномерного случая, однако в работах [16, 20, 21] рассматривается и возможность их расширения на многомерные сигналы.

Метод оценки характеристик излучения объектов по результатам измерения в ближней зоне в зарубежной практике широко применяется для исследования ЭМИ ТС [22-25]. Однако, в отличие от антенн, излучение которых является детерминированным, узкополосным и обладающим большой мощностью, современные СВТ представляют собой сложные структуры, которые излучают большой набор маломощных сигналов в широком диапазоне частот, структура которых случайна или априорно неизвестна. Невозможность предсказать пространственные и частотные параметры ЭМИ сложного электронного устройства вызывает необходимость использования стохастического подхода для описания формируемого электромагнитного поля, как случайного пространственно-частотного процесса [26, 27]. В работе [28] показано, что измерения в ближней зоне корреляционных функций сигналов в двух различных точках пространства, как и в детерминированном случае, позволяют оценить распределение поля на поверхности излучающего объекта и в дальней зоне. Таким образом, для описания и исследования пространственно-частотных характеристик излучения сложных высокотехнологичных ТС может использоваться широкополосная система двухточечного сканирования, работающая во временной области и состоящая из широкополосного приёмного устройства и двух пробников электромагнитного поля [29]. Применение такого рода систем для исследования ЭМИ ТС с целью контроля защищённости информации, циркулирующей в нем, позволит производить оценку уровней излучения в любой точке пространства с высокой точностью с учётом их характерных особенностей, а применение дополнительных алгоритмов локализации – выявить излучающие элементы и принять меры по снижению их излучения.

1.2 Отечественная практика исследования ЭМИ СВТ

Современная отечественная нормативно-методическая база рассматривает три подхода к оценке значений напряжённости электрического и магнитного полей излучения СВТ на границе контролируемой зоны, которые и определяют

показатель защищённости: экспериментальный, расчётный и экспериментально-расчётный.

В экспериментальном методе расчёт показателя защищённости проводится непосредственно по результатам измерений напряжённости электрического и магнитного полей излучения СВТ на границе контролируемой зоны в точке максимального излучения. Недостатками такого подхода является необходимость проведения исследований в широком диапазоне положений измерительной аппаратуры для поиска максимума излучения, а также необходимость проведения измерений для каждого объекта, на котором располагается ТС.

Расчётный метод анализа ПЭМИ базируется на упрощённом моделировании излучающего объекта в виде совокупности источников, излучение которых в любой точке пространства может быть описано аналитически. Такой подход позволяет грубо оценить характеристики ПЭМИ объекта, однако точность такой оценки зависит от сложности модели, а также от частотного диапазона ПЭМИ и в общем случае не позволяет адекватно оценить защищённость СВТ со сложной структурой.

В современной практике для контроля защищённости СВТ используется экспериментально-расчётный метод, частично устраняющий недостатки двух ранее рассмотренных.

Методологические основы использования такого подхода для контроля защищённости информации от её утечки за счёт побочных ЭМИ и наводок (ПЭМИН) представлен в соответствующих методических документах [30], в которых приводятся методики оценки защищённости информации, обрабатываемой СВТ, от утечки за счёт:

- побочных информативных электромагнитных излучений СВТ в диапазоне частот 10 кГц – 1,8 ГГц;
- наводок информативных сигналов на цепи электропитания и заземления основных и вспомогательных технических средств и систем, входящих в состав СВТ, а также на другие сосредоточенные и распределённые случайные

антенны, находящиеся в месте расположения СВТ, в диапазоне частот 10 кГц – 300 МГц.

В этих методиках регламентируется порядок и методы проведения измерений и расчёта контролируемых показателей защищённости информации. Критерием защищённости информации является соотношение информативный сигнал/помеха (δ) на границе контролируемой зоны, определяемое как максимально допустимое отношение пикового значения сигнала к среднеквадратическому значению шума, при котором невозможно раскрыть защищаемую информацию.

В соответствии с методиками контроль защищённости информации, обрабатываемой СВТ, от утечки за счёт ПЭМИН проводится в два этапа: специальные исследования и аттестационный контроль. На этапе специальных исследований, проводимых в лаборатории (чаще всего в экранированной камере), осуществляется измерение параметров информативных сигналов во всех режимах работы исследуемого ТС и режимах обработки защищаемой информации на минимальном расстоянии от ТС (от 1 м до 3 м в зависимости от анализируемого диапазона частот), что позволяет существенно снизить время на проведение исследований и повысить точность, поскольку мощность ЭМИ вблизи устройства гораздо выше мощности на границе контролируемой зоны. Измеренные уровни напряжённости электрического и магнитного полей в точке максимального излучения на частотах, соответствующих информационному сигналу, используются для расчёта характеристик ПЭМИ на границе контролируемой зоны. Для учёта затухания электромагнитного поля в зависимости от расстояния от ТС вводятся три зоны излучения: ближняя зона, переходная зона и дальняя зона. В каждой зоне используются упрощённые формулы, полученные путём аппроксимации модели излучения элементарного диполя [31].

В результате специальных исследований для всех режимов работы ТС определяется радиус R максимально возможной зоны разведки (перехвата) информации от ТС за счёт ПЭМИ.

Аттестационный контроль осуществляется непосредственно на объекте информатизации и заключается в расчёте контролируемого показателя защищённости информации для опасных режимов работы СВТ, определённых по результатам специальных исследований. При этом опасными режимами работы СВТ считаются такие, в которых не обеспечивается условие $R < 0,71 \cdot R_{кз}$, где $R_{кз}$ – минимальное расстояние от исследуемого ТС до границы контролируемой зоны. При проведении аттестационных испытаний на объекте информатизации для расчёта показателя защищённости определяется реальное затухание сигнала при его распространении от места расположения исследуемого СВТ до границы контролируемой зоны с использованием вспомогательного излучателя, состоящего из генератора и передающей антенны.

В качестве радиоприёмного измерительного устройства при проведении специальных исследований и аттестационного контроля рекомендовано использовать измерительные приёмники и анализаторы спектра, а также измерительные комплексы на их основе.

Оценка параметров ПЭМИ производится в частотной области с использованием априорной информации о параметрах тестового сигнала. Для этого производится фиксация в режиме пикового детектирования значений амплитуд напряжённости электрического и магнитного полей на частотах, на которых обнаружено излучение тестового сигнала. При этом измерения проводятся в каждом лепестке спектра импульса тестового сигнала шириной ΔF в отдельности. На выявленных частотах также производится измерение реальных помех и шумов. По результатам измерений на каждой частоте рассчитывается уровень излучения тестового сигнала как среднеквадратическое значение превышения его над уровнем шума и помех. Полученные результаты используются для расчёта отношения мощности сигнала к мощности шума на расстоянии r . При этом мощность информационного сигнала рассчитывается как сумма квадратов рассчитанных уровней излучения тестового сигнала на частотах излучения тестового сигнала с учётом затухания электромагнитной волны на расстоянии r .

Мощность шума рассчитывается путём интегрирования в полосе ΔF эмпирической частотной характеристики шумов электрического поля.

В соответствии с методикой, оценка защищённости информации, обрабатываемой СВТ, производится путём сравнения полученных значений отношения сигнал/шум с допустимым значением δ , приведённым в нормативных документах. Исследуемое СВТ считается защищённым, если во всех опасных режимах работы в каждом частотном интервале ΔF рассчитанное значение меньше δ .

Согласно действующим нормативно-методическим документам, при проведении специальных исследований требуется измерять информативные ПЭМИ. Такие излучения составляют лишь малую долю от всего спектра излучений технического средства. Все прочие излучения, в том числе соответствующие передаче служебной информации, не должны фиксироваться при измерениях. Для того чтобы выделить информационные ПЭМИ, на исследуемом техническом средстве предусматривают специальные тестовые режимы его работы. Основные требования к тестам и тестовым режимам работы ТС представлены в ГОСТ 29339-92 [32]. В соответствии с этим документом тестовый режим работы ТС должен обеспечивать:

- формирование на выделенном пути циркуляции информации определённой периодической последовательности информационных сигналов (импульсов);
- максимально возможные частоту повторения и уровень излучения информационных сигналов;
- минимизацию объёма служебной части в тестовом сигнале.

Представленная методика контроля защищённости информации, обрабатываемой СВТ, от её утечки за счёт побочных ЭМИ на сегодняшний день обладает существенными недостатками, связанными с особенностями построения трактов передачи информации и формирования сигналов в современных устройствах. К ним относятся:

1. Трудность формирования тестовых режимов работы для современных интерфейсов передачи данных, использующих пакетную передачу сигналов в дифференциальном режиме на высоких скоростях. Например, максимальная скорость передачи данных в интерфейсе USB 3.0 составляет 5 Гбит/с, интерфейс HDMI имеет пропускную способность в пределах от 4,9 до 10,2 Гбит/с, а интерфейс SATA 3.0 обеспечивает скорость обмена данными до 6 Гбит/с.

2. Необходимость учёта специфики формирования излучения элементов тракта передачи информации, а не только априорные данные о параметрах передаваемых сигналов, поскольку ЭМИ современных интерфейсов, как показано в [33] формируется суперпозицией в общем случае неидентичных сигналов, даже в тестовом режиме работы СВТ.

3. Возможность существенного завышения опасности утечки информации за счёт использования тестовых режимов, формирующих детерминированное ЭМИ, тогда как в стандартных режимах работы СВТ информационный сигнал имеет случайный характер, а его спектр мощности распределён во всем диапазоне частот.

4. Значительные временные затраты на проведение измерений, а также необходимость использования специализированных помещений большой площади для проведения специальных исследований.

5. Невысокая точность расчёта радиуса зоны R , за счёт использования упрощённой аппроксимации ТС моделью элементарного диполя, которая, как показывают исследования [33], является адекватной только для определённого частотного диапазона.

Также необходимо учитывать, что на расстоянии 1 – 3 м от ТС излучение на разных частотах формируется по-разному, поскольку для высоких частот эта область уже является дальней зоной, а для низких может лежать как в переходной, так и в ближней зонах, что определяет необходимый набор измерений и расчётные соотношения.

Таким образом, для эффективного описания и исследования пространственно-частотных характеристик излучения современных СВТ необходимо

разрабатывать новые технологии измерения, методы анализа и эффективные алгоритмы обработки.

1.3 Современные методы исследования ЭМИ ТС

Поскольку зарубежная нормативно-методическая база по контролю защищённости ТС от утечки информации за счёт ЭМИ является закрытой, обзор современных методов и подходов к измерению может быть произведён на основании стандартов по обеспечению электромагнитной совместимости (ЭМС) радиоэлектронной аппаратуры.

Существует большое количество норм и требований, относящихся к обеспечению ЭМС оборудования. Они подразделяются на нормы, регламентирующие характеристики измерительного оборудования, параметры тестовых систем и методику измерений ЭМИ различной природы. Определяя методику испытаний электрических устройств на ЭМС, эти нормы устанавливают критерии, на основании которых может быть сделан вывод о том, что испытываемые устройства удовлетворяют требованиям ЭМС.

Работа по стандартизации требований по электромагнитной совместимости ведётся на международном, европейском, американском и национальных уровнях. На мировом уровне основную нагрузку несут на себе ISO (Международная организация по стандартизации) и IEC (Международная электротехническая комиссия, МЭК), подразделением которой является CISPR (International Special Committee on Radio Interference — Международный специальный комитет по борьбе с радиопомехами). На европейском уровне данную работу осуществляют CEN (Европейский комитет по стандартизации) и CENELEC (Европейский комитет по электротехническим стандартам), а также ETSI (Европейский институт по стандартизации в области телекоммуникаций). В Америке стандартизация в этой области осуществляется FCC (Федеральная комиссия по коммуникациям) и в рамках системы военных стандартов MIL-STD.

К основным стандартам оценки ЭМС за счёт ЭМИ относятся:

- CISPR 11, CISPR 12, CISPR 14-1, группа стандартов CISPR 16 и CISPR 22;
- группы стандартов IEC EN 61000 и IEC EN 61967;
- группа стандартов ISO 11451;
- европейские стандарты EN 50 081, EN 55 011, EN 55 013 EN 55 014, EN 55 022, VDE 0875, VDE 0871;
- американские стандарты FCC Часть 15 и MIL-STD 461.

Некоторые из представленных стандартов также имеют отечественные эквиваленты, например, стандарту МЭК 61000-4-3:2006 соответствует ГОСТ Р 51317.4.3-2006, стандарту CISPR 16-1-4:2007 соответствует ГОСТ Р 51318.16.1.4-2008 и т.д.

В рамках представленных стандартов можно выделить следующие методы измерения ЭМИ, подробно рассмотренные в [34-36]:

- измерения в свободном пространстве;
- измерения в специализированных экранированных и безэховых камерах;
- метод сканирования ближнего поля.

Первые два метода практически не отличаются от рассмотренных в предыдущем разделе по своей концепции, однако используют другие нормы и требования к измерительной аппаратуре, включающие возможность проведения измерений во временной области, а также к параметрам проведения измерений, таким как расстояния от измерительной аппаратуры до исследуемого объекта и диапазону анализируемых частот.

Дополнительно к этим методам, в стандарте IEC 61967-3 вводится метод исследования ЭМИ интегральных схем, основанный на сканировании ближнего поля излучения в частотной области с использованием специальных пробников [37].

Теория сканирования ближнего поля для определения характеристик направленности и мощности излучения в дальней зоне была разработана для

антенных систем достаточно давно и на сегодняшний день практически заменила классический метод прямого измерения благодаря высокой точности и малым временным затратам.

Такой подход к измерениям также широко используется производителями современных измерительных стендов для оценки ЭМС интегральных схем, таких как Agilent, Detectus AB, EMScan, Langer EMV-Technik и т.д. Современные исследования [10, 28, 29, 38] также показывают, что данный метод может быть также эффективно применён для исследования ЭМИ широкого класса устройств, в том числе излучения информационных сигналов СВТ, имеющего в общем случае случайный характер.

Исследования другой научной группы показывают, что результаты измерения компонент электромагнитного поля в ближней зоне могут также эффективно использоваться для оценки сигналов, наводимых излучающей структурой на соседние линии передачи и другие сосредоточенные и распределённые структуры [39], что может позволить одновременное комплексное исследование канала утечки информации за счёт ПЭМИН.

1.4 Исследования ЭМИ ТС в ближней зоне

Электромагнитное поле, излучаемое источником (антенной, техническим средством и т.д.), по своим характеристикам может быть условно разделено на несколько областей в зависимости от расстояния от источника. Как показано на рисунке 1.1 выделяют две основных зоны излучения: ближняя зона и дальняя зона. Ближняя зона, в свою очередь, подразделяется на реактивную и излучающую подобласти. Нахождение точки наблюдения в какой-либо из зон однозначно определяет характер и особенности распространения электромагнитных волн в ней. С другой стороны электромагнитное поле в каждой из областей однозначно определяет излучение в других и может быть пересчитано с помощью строгих аналитических выражений или математических приближений, например приближение Фраунгофера или Френеля.



Рисунок 1.1 – Зональная структура электромагнитного поля источника излучения с линейным размером D для длины волны λ в зависимости от расстояния r .

Таким образом, электромагнитное излучение может измеряться как в непосредственной близости от источника (в ближней зоне) так и на значительном расстоянии (в дальней зоне). По сравнению с измерениями в дальней зоне, измерения в ближней зоне имеют преимущества по скорости, точности, надёжности, стоимости и диапазону применений. Тот факт, что измерительная система находится в непосредственной близости от источника, минимизирует влияние внешних факторов (погода, помехи от других источников и т.д.) и позволяет производить измерения непосредственно в нормальных лабораторных условиях без использования специальных экранированных помещений и больших открытых площадок.

Другим достоинством такого подхода является то, что результаты измерений компонент электромагнитного поля объекта могут быть использованы не только для исследования направленных свойств его ЭМИ в дальней зоне, но и для оценки распределения источников излучения в его составе.

Система измерения ЭМИ объектов в ближней зоне может быть реализована по одному из двух принципов:

- в виде матрицы датчиков, расположенных в узлах сетки сканирования;

– в виде одного или нескольких перемещаемых датчиков, с помощью которых осуществляется последовательное сканирование с заданным шагом.

Первый вариант построения обеспечивает существенный выигрыш по скорости и позволяет производить анализ излучений источников нестационарных сигналов, однако требует большое количество датчиков поля и должен обеспечивать хорошую идентичность каналов. Второй вариант требует значительных временных затрат на измерения и необходимости выполнения условия стационарности измеряемого ЭМИ.

В качестве датчиков обычно используются пробники поля [40], представляющие собой простейшую рамочную антенну для измерения компонент магнитного поля и дипольную антенну для электрического поля, как показано на рисунке 1.2. Такого рода пробники позволяют измерять отдельно компоненты векторов напряжённости электрического и магнитного полей путём изменения их расположения относительно исследуемого объекта.

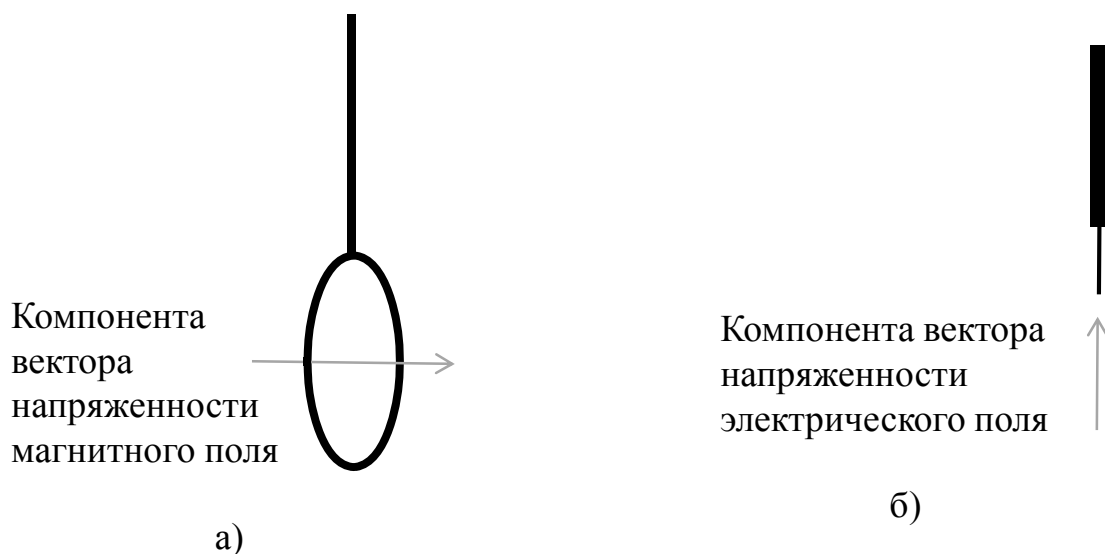


Рисунок 1.2 – Пробники магнитного (а) и электрического (б) полей с указанием измеряемой компоненты.

В зависимости от типа поверхности, на которой проводятся измерения компонент электромагнитного поля различают системы сферического, цилиндрического и плоского сканирования. Конкретный тип системы определяется исходя из конфигурации исследуемого объекта и имеющегося оборудования

для позиционирования элементов. Сферическое сканирование обеспечивает формирование картины ЭМИ исследуемого объекта во всем диапазоне пространственных углов, однако требует сложную систему позиционирования и существенных вычислительных затрат на обработку. Самой простой в реализации и широко применяемой на практике является система плоского сканирования. Её существенным недостатком является возможность формирования картины излучения только в пределах полусферы, однако его можно устранить за счёт проведения нескольких измерений для различной ориентации исследуемого объекта или измерительной системы.

1.5 Выводы по главе 1

В главе проведён аналитический обзор существующих методов исследования ЭМИ ТС в отечественной и зарубежной практике. Показано, что задача определения пространственно-частотного распределения мощности излучения объектов, являющаяся основой оценки защищённости ТС от утечки по каналу ПЭМИ, решается также и в других областях, таких как антенные измерения и тестирование устройств на обеспечение ЭМС.

Рассмотрен классический подход к контролю защищённости СВТ, основанный на проведении измерений характеристик излучения в дальней зоне на определённом расстоянии от ТС для различных ракурсов и последующем пересчёте полученных параметров для оценки максимально возможной зоны перехвата информации, за пределами которой обеспечивается заданное значение показателя защищённости. Недостатками такого подхода являются невысокая точность, а также значительные временные затраты.

Показано, что современной тенденцией исследования характеристик направленности излучения в антенной технике и в задачах обеспечения ЭМС заключается в проведении измерений в ближней зоне объектов.

В главе предложено использование метода измерений в ближней зоне для контроля защищённости СВТ с целью повышения достоверности результатов, снижения временных затрат, а также требований к условиям проведения изме-

рений и измерительной аппаратуре. Другим достоинством предложенного подхода является возможность использования результатов измерения для локализации источников ПЭМИ с целью последующего принятия мер по снижению его уровня, а также определения характеристик их парциального излучения.

Глава 2. Модель электромагнитного излучения технического средства

В соответствии со строгой электродинамической теорией, излучение любого объекта представляет собой электромагнитное поле, в каждой точке пространства в каждый момент времени t описываемое двумя компонентами: вектором напряжённости электрического поля $\vec{e}(\vec{r}, t)$ и вектором напряжённости магнитного поля $\vec{h}(\vec{r}, t)$. В предположении гармонического изменения компонент обоих векторов от времени, для их описания применяется метод комплексных амплитуд, в соответствии с которым напряжённости электрического и магнитного полей на каждой частоте f описываются своими комплексными амплитудами $\dot{\vec{E}}(\vec{r})$ и $\dot{\vec{H}}(\vec{r})$ соответственно. Векторы $\dot{\vec{E}}(\vec{r})$ и $\dot{\vec{H}}(\vec{r})$ могут быть выражены через векторный электродинамический потенциал $\dot{\vec{A}}(\vec{r})$ следующим образом:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{H}}(\vec{r}) &= \frac{1}{\mu} \nabla \times \dot{\vec{A}}(\vec{r}), \\ \dot{\vec{E}}(\vec{r}) &= \frac{1}{j2\pi f \mu \varepsilon} \nabla \times (\nabla \times \dot{\vec{A}}(\vec{r})), \\ \dot{\vec{A}}(\vec{r}) &= \int_V \mu \cdot \dot{\vec{J}}(\vec{r}') \cdot G(f, |\vec{r} - \vec{r}'|) d^3 \vec{r}',\end{aligned}\tag{2.1}$$

где V – объем излучающего объекта, \vec{r} – точка наблюдения, \vec{r}' – точка внутри излучающей структуры, $G(f, r) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$ – функция Грина в свободном пространстве, $k = \frac{2\pi}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot f}{c}$ – волновое число, c – скорость света в вакууме, $\dot{\vec{J}}(\vec{r}')$ – плотность тока в объёме V в точке \vec{r}' .

Из выражения (2.1) следует, что компоненты электромагнитного поля излучения объекта являются функциями распределения токов в нем. В простейшем случае, когда источник излучения является точечным, расположенным в точке \vec{r}' , компоненты создаваемого им электромагнитного поля могут быть представлены в виде:

$$\begin{aligned}\dot{\vec{E}}(\vec{r}) &= \dot{I}(\vec{r}') \cdot \vec{K}_E(f, \vec{r}), \\ \dot{\vec{H}}(\vec{r}) &= \dot{I}(\vec{r}') \cdot \vec{K}_H(f, \vec{r}),\end{aligned}\tag{2.2}$$

где $\vec{K}_E(f, \vec{r})$, $\vec{K}_H(f, \vec{r})$ – частотные характеристики излучения, включающие линейные преобразования тока источника $i(t)$ на элементах структуры, $\dot{I}(\vec{r}')$ – комплексная амплитуда тока источника на частоте f , определяемая через значение спектра тока источника на этой частоте.

Таким образом, для определения параметров излучения, создаваемого СВТ в точке за его пределами, необходимо задаться сигналом $i(t)$, моделью ТС и моделью его излучения.

2.1 Модель сигналов, формирующих ПЭМИ СВТ

Одним из основных источников ПЭМИ в современных СВТ являются конструктивные элементы интерфейсов передачи данных (Ethernet, USB, SATA и др.): соединительные кабели, шины, печатные проводники и разъёмы.

Реализация конкретного интерфейса определяется документом (стандартом), описывающим его. Спецификация интерфейса подробно описывает принцип работы интерфейса и определяет параметры всех используемых сигналов. Используя при исследованиях технических средств документацию по интерфейсу, соответствующему конкретному устройству, можно заранее определить параметры сигналов, циркулирующих в данном устройстве, а, следовательно, и диапазон информационных частот.

Простейшей моделью линии передачи данных могут являться два параллельных проводника с током, нагруженных на общую нагрузку. Ток в такой системе в общем случае может быть разбит на две составляющие: ток дифференциального режима и синфазный ток [41, 42], как показано на рисунке 2.3.

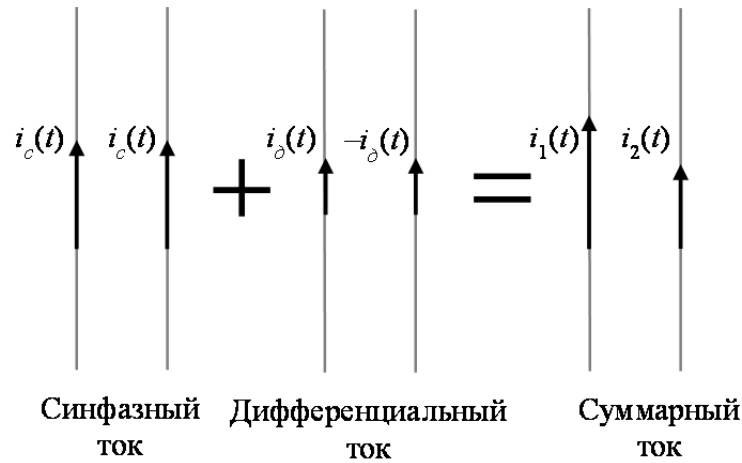


Рисунок 2.3 – Ток дифференциального режима и синфазный ток в двух параллельных проводниках.

Токи дифференциального режима равны по величине, но противоположны по знаку, как показано на рисунке 2.3. Синфазные же токи равны по величине и протекают в одном направлении. В общем случае в двух параллельных проводниках существует обе рассмотренные компоненты тока, следовательно, суммарный ток в каждом из проводников может быть разложен на дифференциальную и синфазную компоненты:

$$\begin{aligned} i_1(t) &= i_c(t) + i_o(t), \\ i_2(t) &= i_c(t) - i_o(t). \end{aligned} \quad (2.3)$$

Тогда дифференциальная и синфазная компоненты токов определяются выражением:

$$\begin{aligned} i_o(t) &= \frac{i_1(t) - i_2(t)}{2}, \\ i_c(t) &= \frac{i_1(t) + i_2(t)}{2}. \end{aligned} \quad (2.4)$$

В современных цифровых интерфейсах передача данных осуществляется последовательностью переходов между напряжениями, формирующими уровень логического нуля или единицы. На практике, в связи со спецификой формирования и ограниченной полосой передатчика, переходы между уровнями в шинах данных имеют фронты нарастания и спада (рисунок 2.4 а) и могут быть

описаны в первом приближении последовательностью импульсов трапецеидальной формы с разным наклоном сторон [33], как показано на рисунке 2.4 б.

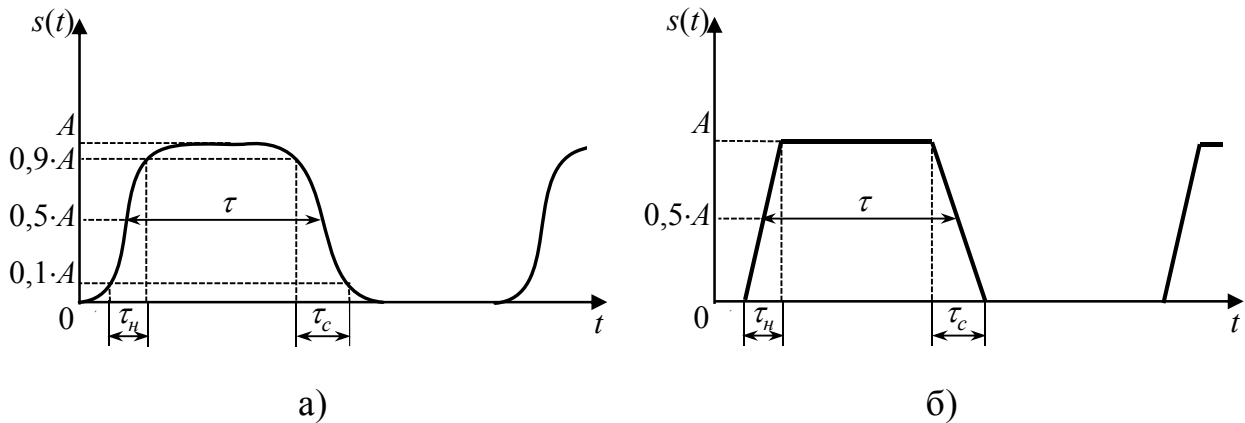


Рисунок 2.4 – Реальный вид сигнала в цифровых интерфейсах (а) и его упрощённая модель (б).

В соответствии с рисунком 2.4 б), основными параметрами представленной модели сигнала являются амплитуда импульса A , время нарастания переднего фронта τ_n , время спада заднего фронта τ_c и длительность импульса τ , определяемая по уровню $0,5 \cdot A$. Амплитудный спектр одиночного трапецеидального импульса для различных соотношений между параметрами сигнала представлен на рисунке 2.5. Длительность спада была выбрана τ_c постоянной и составляет 10% от длительности импульса τ . Длительность переднего фронта изменялась от 2% до 20%. Для сравнения, на рисунке 2.5 также представлен амплитудный спектр идеального прямоугольного импульса длительностью τ .

Из рисунка 2.5 видно, что медленнее всего затухает с увеличением частоты спектр идеального прямоугольного импульса, скорость спада которого составляет 20 дБ на декаду. Использование трапецеидального импульса позволяет увеличить скорость спада спектра на высоких частотах до 40 дБ на декаду при относительно больших длительностях фронтов.

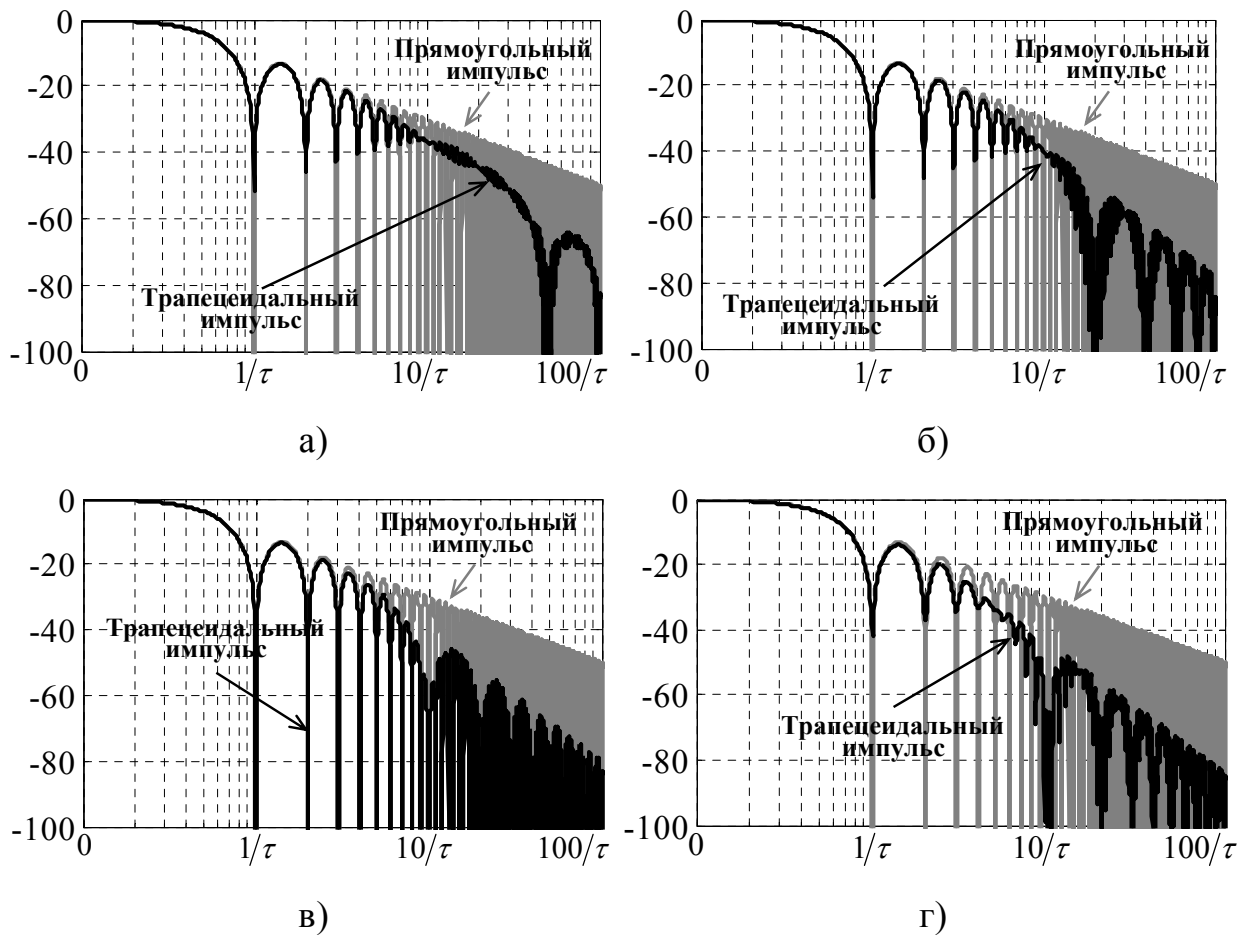


Рисунок 2.5 – Амплитудный спектр одиночного трапецидального импульса с длительностью переднего фронта $\tau_n = 0,02 \cdot \tau$ (а), $\tau_n = 0,05 \cdot \tau$ (б), $\tau_n = 0,1 \cdot \tau$ (в), $\tau_n = 0,2 \cdot \tau$ (г) в сравнении с амплитудным спектром прямоугольного импульса в логарифмическом масштабе.

Представленные частотные и временные характеристики могут быть использованы для описания сигнала в линиях, использующих несимметричную (несбалансированную) схему передачи [43]. В такой схеме сигнал передаётся от источника к приёмнику по одному сигнальному проводнику, а в качестве второго используется общий провод земли, по которому протекает возвратный ток. Такая схема также называется однопроводной. Одним из вариантов организации несимметричной передачи является коаксиальный кабель, который состоит из одного центрального проводника, находящегося в экранированной оплётке. Полезный сигнал проходит как по проводнику, так и по внутренней стороне оплётки, являющейся одновременно общим проводом. Достоинством

несимметричных цепей является то, что для передачи N сигналов требуется только $N+1$ проводников (N сигнальных плюс один общий заземляющий). Основным недостатком является высокая чувствительность к внешнему электромагнитному излучению. С другой стороны, сигнальный провод является источником синфазного излучения, которое представляет собой сам передаваемый сигнал.

В современных интерфейсах широко используется дифференциальная симметричная передача сигнала, позволяющая частично устранить недостатки несимметричной однопроводной схемы.

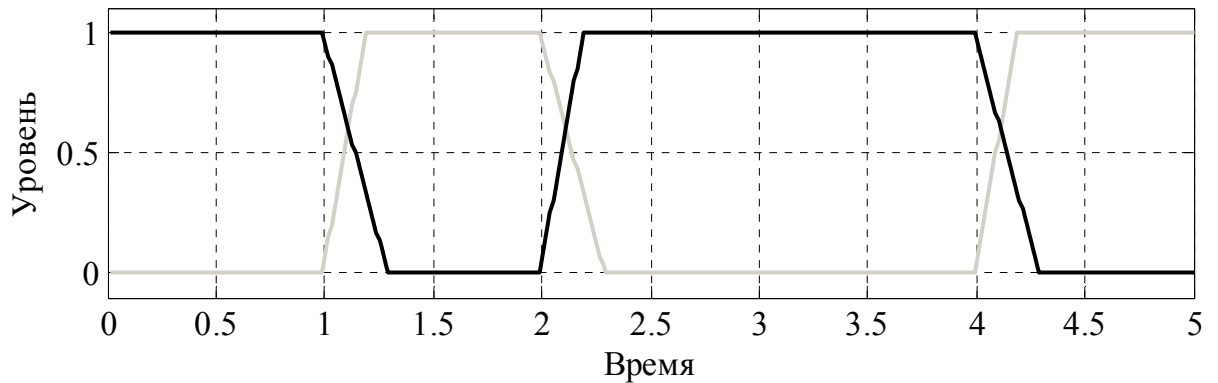
Одним из широко используемых вариантов организации передачи сигнала в современных проводных линиях связи в симметричном режиме является витая пара, которая минимизирует синфазную составляющую излучения. При такой организации передачи данных устройства соединяются между собой симметричным кабелем, состоящим из экранированной пары проводов. По одному из проводников сигнал передаётся без изменений, а по второму – в противофазе. Это приводит к минимизации синфазной компоненты тока, определяемой паразитным возвратным током в опорном канале, и порождаемого ей ЭМИ. На практике из-за недостижимости идеального режима в кабеле всегда присутствует неравенство токов и возникающая синфазная компонента, обусловленная суммой токов, может вызвать значительный уровень ЭМИ. Основными причинами возникновения паразитной синфазной составляющей тока при симметричной передаче сигнала являются:

- задержка между сигналами в двух проводах дифференциальной пары;
- неодинаковость фронтов нарастания и спада в проводах дифференциальной пары;
- наличие неоднородностей в разъёмах, межслойных переходах печатной платы и других элементах тракта передачи сигнала.

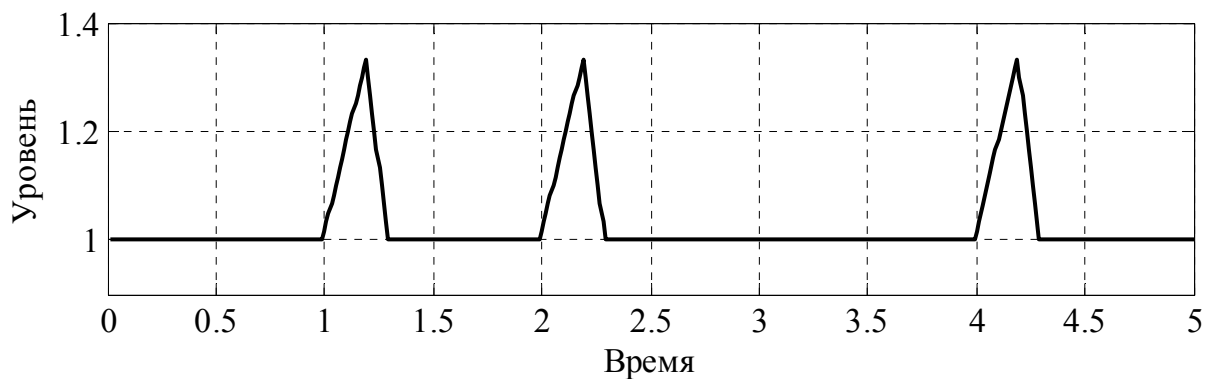
Дополнительное снижение уровня синфазного тока в дифференциальной паре достигается плотным скручиванием проводников между собой, в резуль-

тате чего они попеременно, равное число раз, приближаются к соседствующим с кабелем объектам, компенсируя паразитный возвратный ток.

Рисунок 2.6 иллюстрирует возникновение синфазной составляющей тока в дифференциальной паре за счёт неодинаковости фронтов нарастания и спада в проводниках. На рисунке 2.6 а) представлены сигналы в двух дифференциальных каналах и суммарный сигнал, соответствующий синфазной составляющей (рисунок 2.6 б). Из рисунка видно, что в рамках такой модели синфазный сигнал представляет собой последовательность треугольных импульсов положительной полярности, возникающих в моменты времени, соответствующие смене знака информационного сигнала [33].



а)



б)

Рисунок 2.6 – Модель синфазного сигнала в дифференциальной паре: сигналы в дифференциальных каналах (а) и суммарный сигнал (б) при рассогласовании длительностей фронтов нарастания и спада.

Спектр суммы трапецеидальных двух трапецеидальных импульсов в сравнении со спектром одного импульса представлен на рисунке 2.7.

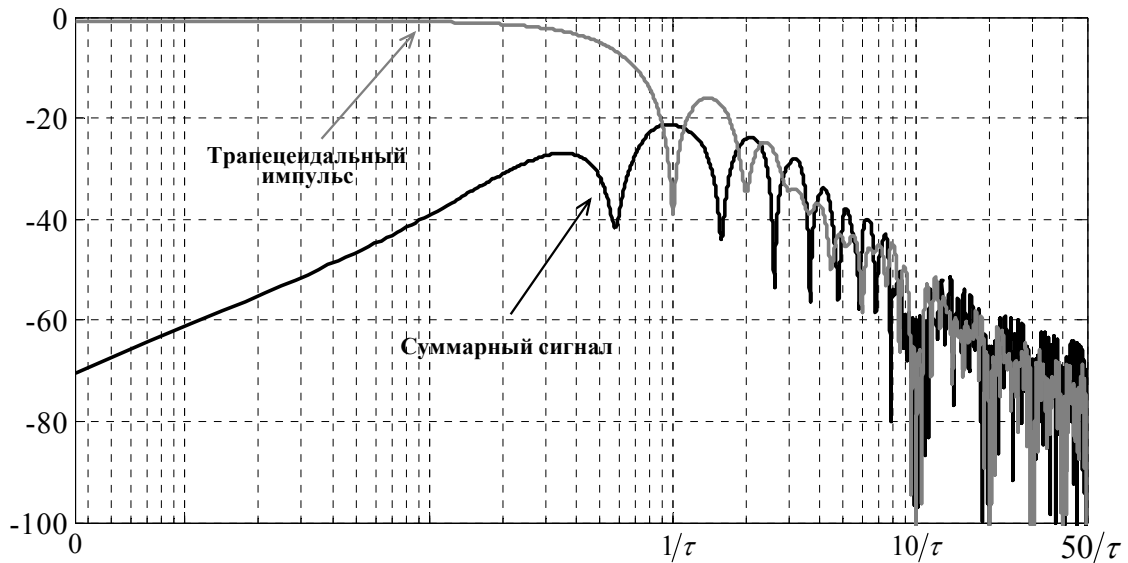
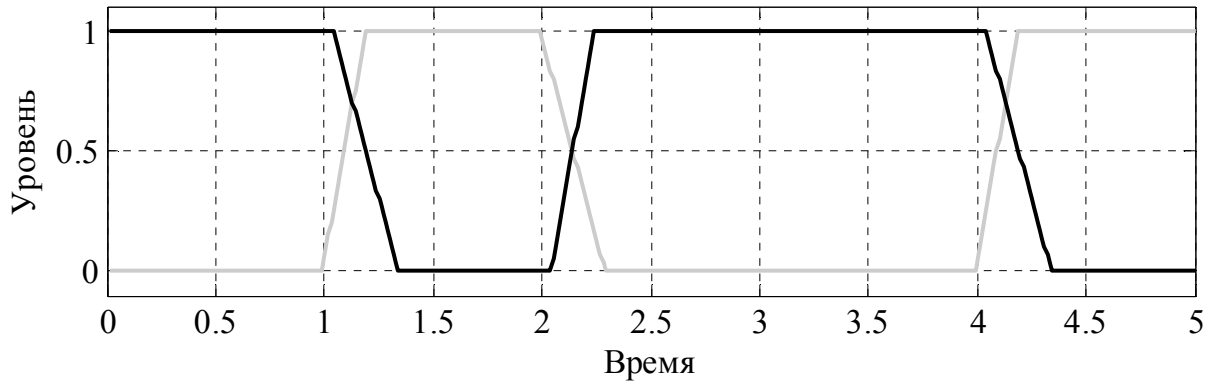


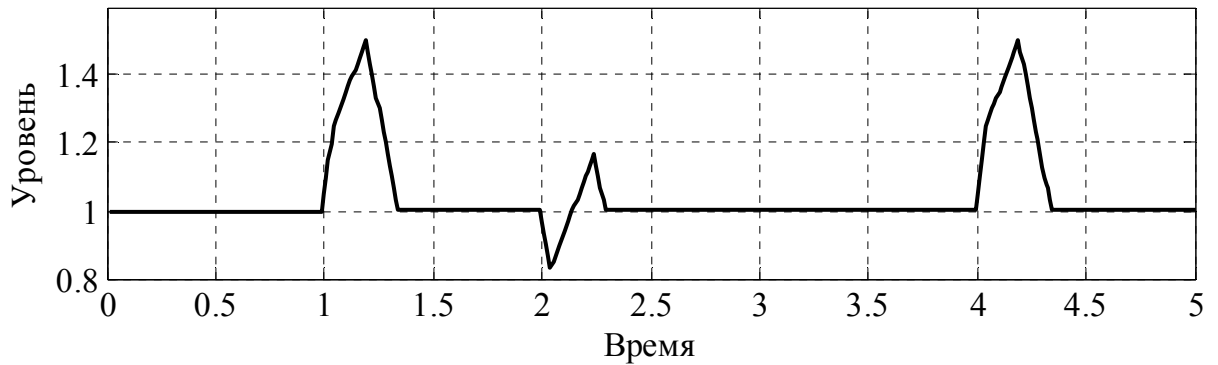
Рисунок 2.7 – Спектр суммарного сигнала в сравнении со спектром одиночного трапецеидального импульса.

Из рисунка 2.7 видно, что в отличие от спектра трапецеидального импульса в одном из каналов дифференциальной пары, спектр суммарного сигнала ослаблен в области частот до $1/\tau$. На более высоких частотах оба спектра имеют схожий характер затухания. Другой особенностью является то, что нули спектров расположены на разных частотах, так как они определяются длительностью импульса, которая различна для рассматриваемых сигналов: для трапецеидального импульса она равна τ , а в суммарном сигнале определяется длительностью фронтов нарастания и спада.

Введение межканальной задержки между сигналами в двух проводах дифференциальной пары приводит к изменению суммарного сигнала, как показано на рисунке 2.8.



а)

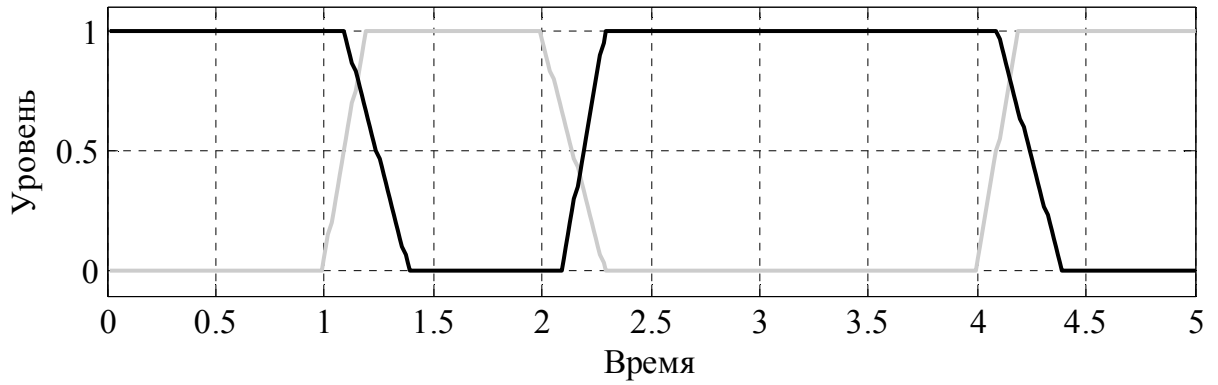


б)

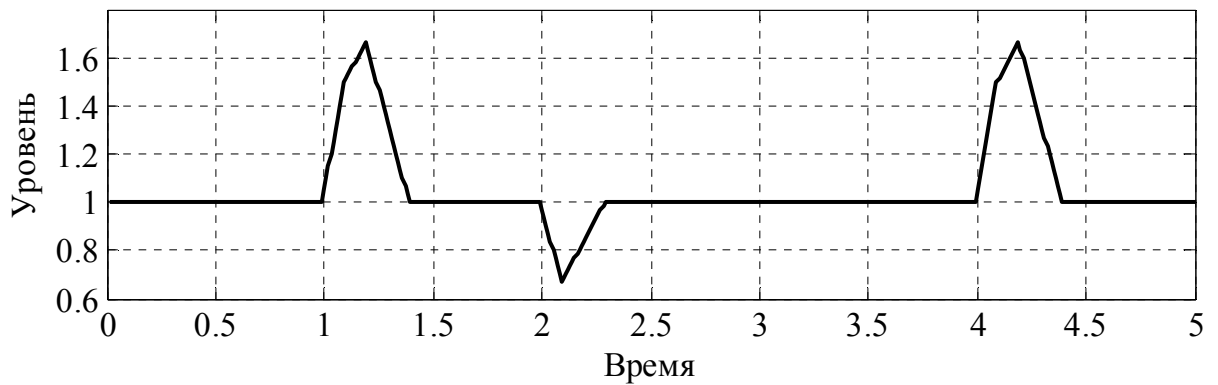
Рисунок 2.8 – Модель синфазного сигнала в дифференциальной паре: сигналы в дифференциальных каналах (а) и суммарный сигнал (б) при малой межканальной задержке.

Рассогласование каналов, приводящее к задержке большей, чем длительность фронтов, вызывает смену полярности импульсов суммарного сигнала в зависимости от направления перехода между логическими уровнями в информационном сигнале (рисунок 2.9).

Случай отсутствия рассогласования фронтов нарастания и спада трапециевидальных в двух каналах дифференциальной пары в присутствии задержки между ними показан на рисунке 2.10.



а)



б)

Рисунок 2.9 – Модель синфазного сигнала в дифференциальной паре: сигналы в дифференциальных каналах (а) и суммарный сигнал (б) при большой межканальной задержке.

На рисунках 2.10 а) и б) представлены суммарный сигнал и его спектр в сравнении со спектром трапецеидального импульса для небольшой задержки, меньшей длительности фронтов. На рисунках 2.10 в) и г) представлены суммарный сигнал и его спектр в сравнении со спектром трапецеидального импульса для случая задержки между сигналами большей, чем длительность фронта. Из рисунков 2.10 а), б) видно, что в первом случае суммарный сигнал представляет собой два прямоугольных импульса в моменты времени переходов логических уровней разной полярности, соответствующей направлению перехода. Длительность импульсов определяется длительностью фронта. Полученный суммарный сигнал при малой длительности фронтов можно приближённо рассматривать как производную информационного дифференциального

сигнала. В отличие от спектра трапецеидального импульса в одном из каналов дифференциальной пары, спектр суммарного сигнала ослаблен в области частот до $1/\tau$. На более высоких частотах спектр импульса суммарного сигнала затухает медленнее спектра трапецеидального импульса.

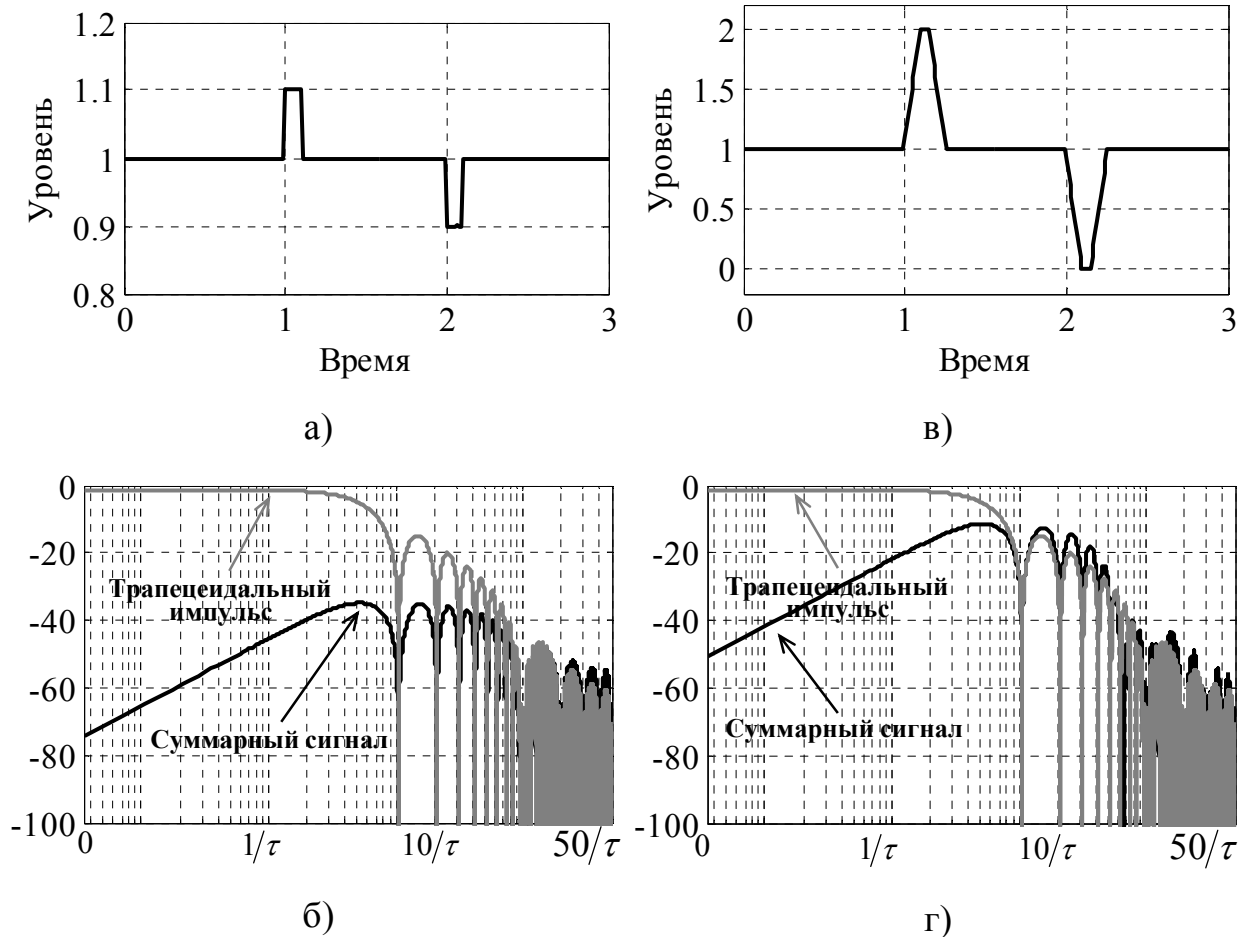


Рисунок 2.10 – Временная реализация и спектр суммарного сигнала при различной величине задержки: меньше длительности фронта (а, б) и больше длительности фронта (в, г).

В случае задержки между сигналами в каналах дифференциальной пары большей длительности фронта (рисунок 2.10 в, г) суммарный сигнал представляет собой два трапецеидальных импульса в моменты времени переходов логических уровней разной полярности. Спектр суммарного сигнала также ослаблен в области частот до $1/\tau$. На более высоких частотах спектр он имеет такой же характер затухания, что и спектр трапецеидального импульса в одном из каналов.

2.2 Модель технического средства как источника ПЭМИ

Элементы тракта передачи информации в СВТ являются распределёнными излучающими структурами. Такие структуры могут выступать не только в качестве первичных источников ЭМИ, формируя электромагнитное поле, компоненты которого несут информацию о сигналах, передаваемых по интерфейсу, но и являться антеннами для наводок других СВТ, подключённых к ним. Физический механизм излучения ТС можно описать с использованием обобщённой теории линий передач и теории антенных систем [44]. При этом определяются направленные и частотные свойства эквивалентных излучателей. Направленность излучения проводников линии передачи зависит от распределения и частоты протекающих в них токов.

2.2.1 Модель элементарного диполя

Простейшей моделью при исследовании излучающих элементов малой электрической длины в анализируемом диапазоне частот ($L \leq 0,1 \cdot \lambda$) является модель излучения элементарного диполя [31], представленная на рисунке 2.11.

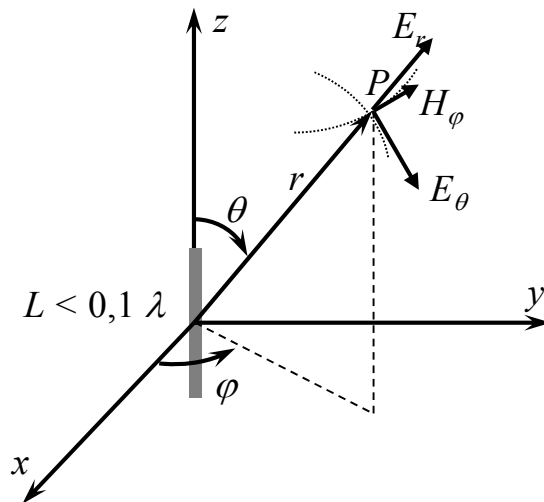


Рисунок 2.11 – Излучение элементарного диполя.

В данной модели предполагается, что по всей длине диполя действует один и тот же ток с комплексной амплитудой \dot{I} . В этом случае, компоненты

электрического и магнитного полей, формируемые такой системой в точке P , находящейся на расстоянии r , определяются выражениями:

$$\begin{aligned}
 \dot{H}_r(\vec{r}) &= \dot{H}_\theta(\vec{r}) = 0, \\
 \dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= j \frac{k \dot{I} L \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) \cdot e^{-jkr}, \\
 \dot{E}_\varphi(\vec{r}) &= 0, \\
 \dot{E}_r(\vec{r}) &= \eta \frac{\dot{I} L \cos \theta}{2\pi r^2} \left(1 + \frac{1}{jkr} \right) \cdot e^{-jkr}, \\
 \dot{E}_\theta(\vec{r}) &= j\eta \frac{k \dot{I} L \sin \theta}{4\pi r} \left(1 + \frac{1}{jkr} - \frac{1}{(kr)^2} \right) \cdot e^{-jkr},
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

где $\eta = 120 \pi$ [Ом] – волновое сопротивление свободного пространства. Представленные выражения показывают, что электромагнитное поле в точке P зависит только от сферических координат r и θ и не зависит от координаты φ .

Выражения (2.5) описывают полное излучение элементарного диполя, расположенного в начале координат, которое содержит две компоненты электрического и одну компоненту магнитного полей. Если предположить, что точка P находится в дальней зоне излучения ($kr \gg 1$), то выражения (2.5) можно представить в виде:

$$\begin{aligned}
 \dot{H}_r(\vec{r}) &= \dot{H}_\theta(\vec{r}) = \dot{E}_\varphi(\vec{r}) = \dot{E}_r(\vec{r}) = 0, \\
 \dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= j \frac{k \dot{I} L e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta, \\
 \dot{E}_\theta(\vec{r}) &= j\eta \frac{k \dot{I} L e^{-jkr}}{4\pi r} \sin \theta.
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Таким образом, электромагнитное поле, излучаемое элементарным диполем в дальней зоне, содержит одну компоненту электрического и одну компоненту магнитного полей, связанные между собой сопротивлением свободного пространства η . Диаграмма направленности элементарного диполя, показывающая зависимость модуля компоненты \dot{E}_θ от угла θ , нормированного к своему максимальному значению, представлена на рисунке 2.12 в полярной системе координат.

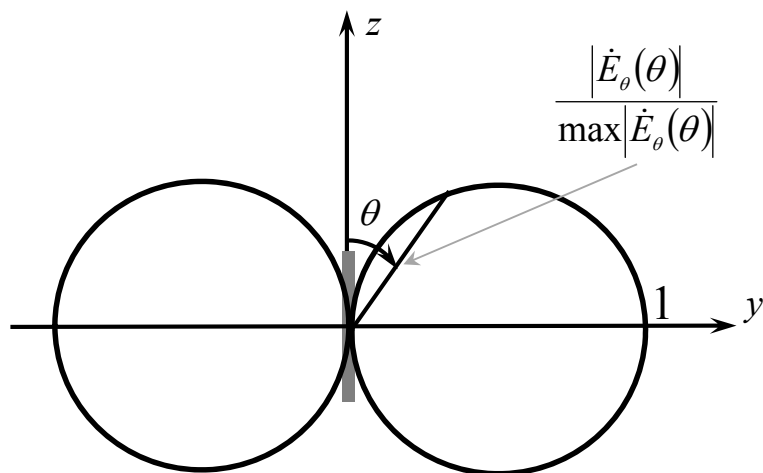


Рисунок 2.12 – Диаграмма направленности элементарного диполя.

Рассмотрим модель излучения дифференциального и синфазного сигналов в двух параллельных проводниках. Такая модель позволит описать излучение как элементов тракта передачи сигнала внутри СВТ, так и простейших кабельных соединений. Каждый проводник, по которому протекает электрический ток, является источником электромагнитного поля. Так как в дифференциальном режиме токи равны и противоположны по знаку, то и векторы напряжённости электрического поля, порождаемого ими, будут компенсировать друг друга. Полной компенсации, однако, в этом случае не происходит, так как проводники расположены на разном расстоянии от точки наблюдения. Таким образом, напряжённость суммарного поля будет тем меньше, чем меньше расстояние между проводниками. Векторы напряжённости электрического поля, порождаемые синфазными токами в двух проводниках, направлены в одну сторону, и напряжённость формируемого поля будет определяться суммой напряжённостей полей, создаваемых каждым из проводников.

Электромагнитное поле, формируемое двумя параллельными проводниками, расположенными на расстоянии d друг от друга, может рассматриваться как суперпозиция полей, создаваемых каждым из них. Таким образом, излучающая система может быть упрощённо описана моделью двух элементарных излучателей, например, диполей Герца. В соответствии с теорией антенных систем, максимальное излучение элементарной дипольной антенны будет наблю-

даться в направлении, перпендикулярном протеканию тока. Следовательно, если проводники с током расположены в направлении, перпендикулярном плоскости xOy , как показано на рисунке 2.13, то максимальное излучение будет наблюдаться в этой плоскости.

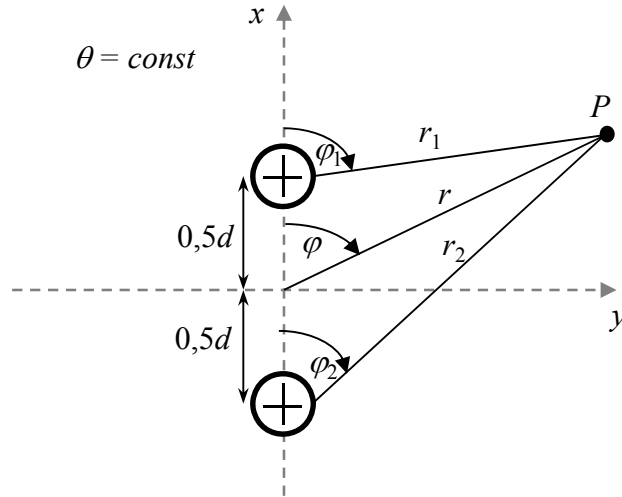


Рисунок 2.13 – Излучение двух параллельных проводников в дальней зоне.

В этом случае, выражения для комплексных амплитуд компонент электромагнитного поля (2.5) можно записать для этих компонент в анализируемом диапазоне частот в виде:

$$\begin{aligned} \dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{\dot{I}_1 \cdot (1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{r_1^2} + \frac{\dot{I}_2 \cdot (1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{r_2^2} \right), \\ \dot{E}_r(\vec{r}) &= -j\eta \frac{L \cos \theta}{2\pi} \left(\frac{\dot{I}_1 \cdot (1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} + \frac{\dot{I}_2 \cdot (1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right), \\ \dot{E}_\theta(\vec{r}) &= j\eta \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{\dot{I}_1 \cdot ((kr_1)^2 - jkr_1 - 1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} + \frac{\dot{I}_2 \cdot ((kr_2)^2 - jkr_2 - 1) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right). \end{aligned} \quad (2.7)$$

где \dot{I}_1, \dot{I}_2 – комплексные амплитуды токов в первом и втором проводниках соответственно, L – длина проводника.

Если предположить, что точка наблюдения расположена в дальней зоне на расстоянии r , то выражение (2.7) можно записать в виде [41]:

$$\begin{aligned}
\dot{E}_r(\vec{r}) &= 0, \\
\dot{E}_\theta(\vec{r}) &= j\eta \frac{kL}{4\pi} \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \cdot \left(\dot{I}_1 \cdot e^{+\frac{jkd}{2} \cos \varphi} + \dot{I}_2 \cdot e^{-\frac{jkd}{2} \cos \varphi} \right) = \\
&= j \cdot 2\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \cdot \left(\dot{I}_1 \cdot e^{+\frac{jkd}{2} \cos \varphi} + \dot{I}_2 \cdot e^{-\frac{jkd}{2} \cos \varphi} \right), \\
\dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= \frac{\dot{E}_\theta(\vec{r})}{\eta}.
\end{aligned} \tag{2.8}$$

где $\varphi_1 = \varphi_2 = \varphi$, полученный коэффициент 10^{-7} имеет размерность [Ом/(м·Гц)].

Применим полученные выражения для расчёта излучения дифференциальной и синфазной компонент сигналов в отдельности. В дифференциальном режиме $\dot{I}_1 = \dot{I}_\delta$, $\dot{I}_2 = -\dot{I}_\delta$. В этом случае выражение (2.7) можно записать в виде:

$$\begin{aligned}
\dot{H}_{\varphi\delta}(\vec{r}) &= \dot{I}_\delta \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{(1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{r_1^2} - \frac{(1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{r_2^2} \right), \\
\dot{E}_{r\delta}(\vec{r}) &= -j\eta \dot{I}_\delta \frac{L \cos \theta}{2\pi} \left(\frac{(1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} - \frac{(1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right), \\
\dot{E}_{\theta\delta}(\vec{r}) &= j\eta \dot{I}_\delta \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{((kr_1)^2 - jkr_1 - 1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} - \frac{((kr_2)^2 - jkr_2 - 1) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right).
\end{aligned} \tag{2.9}$$

В дальней зоне модель излучения токов дифференциального режима значительно упростится и θ -компонента вектора напряжённости электрического поля будет определяться выражением:

$$\begin{aligned}
\dot{E}_{\theta\delta}(\vec{r}) &= j \cdot 2\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \cdot \left(\dot{I}_\delta \cdot e^{+\frac{jkd}{2} \cos \varphi} - \dot{I}_\delta \cdot e^{-\frac{jkd}{2} \cos \varphi} \right) = \\
&= -4\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \dot{I}_\delta \cdot \sin \theta \cdot \sin \left(\frac{kd}{2} \cos \varphi \right).
\end{aligned} \tag{2.10}$$

Амплитуда θ -компоненты напряжённости электромагнитного поля на частоте f в направлении максимального излучения ($\theta = 90^\circ$) описывается выражением [41]:

$$\left| \dot{E}_{\delta \max}(\vec{r}) \right| = 1,316 \cdot 10^{-14} \cdot \frac{|\dot{I}_\delta| f^2 L d}{r}, \tag{2.11}$$

где коэффициент $1,316 \cdot 10^{-14}$ имеет размерность [Ом/(м·Гц)²].

Выражение (2.11) показывает, что уровень излучения в дифференциальном режиме в дальней зоне прямо пропорционален площади контура, образованного проводниками, обратно пропорционален расстоянию до точки наблюдения и возрастает пропорционально квадрату частоты.

В общем случае, частотная характеристика излучения тока дифференциального режима для измеряемой компоненты электромагнитного поля в точке \vec{r} определяется выражением:

$$K_{\partial}(f, \vec{r}) = \frac{\dot{C}_{\partial}(\vec{r})}{\dot{I}_{\partial}}. \quad (2.12)$$

где $\dot{C}_{\partial}(\vec{r}) = \{\dot{H}_{\varphi\partial}(\vec{r}), \dot{E}_{r\partial}(\vec{r}), \dot{E}_{\theta\partial}(\vec{r})\}$ – комплексные амплитуды компонент электромагнитного поля, определяемые в соответствии с выражением (2.9) при нахождении точки наблюдения в ближней или переходной зоне излучения и с использованием упрощённого выражения (2.10) при её расположении в дальней зоне.

В синфазном режиме $\dot{I}_1 = \dot{I}_c$, $\dot{I}_2 = \dot{I}_c$. В этом случае выражение (2.7) можно записать в виде:

$$\begin{aligned} \dot{H}_{\varphi c}(\vec{r}) &= \dot{I}_c \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{(1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{r_1^2} + \frac{(1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{r_2^2} \right), \\ \dot{E}_{r c}(\vec{r}) &= -j\eta \dot{I}_c \frac{L \cos \theta}{2\pi} \left(\frac{(1 + jkr_1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} + \frac{(1 + jkr_2) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right), \\ \dot{E}_{\theta c}(\vec{r}) &= j\eta \dot{I}_c \frac{L \sin \theta}{4\pi} \left(\frac{((kr_1)^2 - jkr_1 - 1) \cdot e^{-jkr_1}}{kr_1^3} + \frac{((kr_2)^2 - jkr_2 - 1) \cdot e^{-jkr_2}}{kr_2^3} \right). \end{aligned} \quad (2.13)$$

В дальней зоне комплексная амплитуда θ -компоненты вектора напряжённости электрического поля будет определяться выражением:

$$\begin{aligned} \dot{E}_{\theta c}(\vec{r}) &= j \cdot 2\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \sin \theta \cdot \left(\dot{I}_c \cdot e^{+\frac{jkd}{2} \cos \varphi} + \dot{I}_c \cdot e^{-\frac{jkd}{2} \cos \varphi} \right) = \\ &= j4\pi \cdot 10^{-7} \cdot f \cdot L \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} \cdot \dot{I}_c \cdot \sin \theta \cdot \cos \left(\frac{kd}{2} \cos \varphi \right). \end{aligned} \quad (2.14)$$

Амплитуда θ -компоненты напряжённости электромагнитного поля на частоте f в направлении максимального излучения ($\theta = 90^\circ$) описывается выражением:

$$|\dot{E}_{c\max}(\vec{r})| = 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{|\dot{I}_c(f)| f L}{r}. \quad (2.15)$$

где коэффициент $1,257 \cdot 10^{-6}$ имеет размерность [Ом/(м·Гц)].

Выражение (2.15) показывает, что уровень излучения синфазного сигнала в дальней зоне прямо пропорционален длине проводников, обратно пропорционален расстоянию до точки измерения и линейно возрастает с ростом частоты.

В общем случае, частотная характеристика излучения тока синфазного режима для измеряемой компоненты электромагнитного поля в точке \vec{r} определяется выражением:

$$K_c(f, \vec{r}) = \frac{\dot{C}_c(\vec{r})}{\dot{I}_c}. \quad (2.16)$$

где $\dot{C}_c(\vec{r}) = \{\dot{H}_{\varphi c}(\vec{r}), \dot{E}_{r c}(\vec{r}), \dot{E}_{\theta c}(\vec{r})\}$ – комплексные амплитуды компонент электромагнитного поля, определяемые в соответствии с выражением (2.13) при нахождении точки наблюдения в ближней или переходной зоне излучения и с использованием упрощённого выражения (2.14) при её расположении в дальней зоне.

Полученные результаты показывают, что излучение тока дифференциального режима гораздо слабее излучения синфазного режима и стремится к нулю при уменьшении расстояния между проводниками. Таким образом, можно предположить, что основной компонентной ПЭМИ интерфейсов передачи данных СВТ является излучение синфазного режима, то есть

$$\vec{K}_{TC}(f, \vec{r}) = \vec{K}_c(f, \vec{r}). \quad (2.17)$$

Другим упрощением является то, что, при малых расстояниях между проводниками d , их излучение можно рассматривать, как излучение одного проводника, по которому течёт синфазный ток, определяемый суммой токов в

каждом из них. Такая модель справедлива для большинства элементов тракта передачи сигнала в современных СВТ.

Следует отметить, что представленные характеристики модели излучения двух параллельных проводников получены в предположении, что каждый из них может быть описан моделью диполя Герца, то есть $L \leq 0,1 \lambda$. Из этого следует верхняя частотная граница адекватности модели:

$$f \leq \frac{0,3 \cdot 10^8}{L}. \quad (2.18)$$

Таким образом, если длина излучающей структуры составляет 10 см, представленная модель адекватна только на частотах ниже 300 МГц, а при длине 1 м частотная граница применимости модели элементарной дипольной антенны составляет 30 МГц.

2.2.2 Модель антенны бегущей волны

В согласованной линии передачи с электрической длиной более нескольких длин волн, характерной для высокоскоростных интерфейсов передачи данных, формируется бегущая волна тока. Излучение линии в этом случае может быть описано с использованием модели антенны бегущей волны и имеет особенности, отличающие его от излучения дипольной антенны [33]. С другой стороны, излучение проводной антенны бегущей волны может рассматриваться как суперпозиция излучений элементарных диполей, токи в которых протекают с разной фазой [45], как показано на рисунке 2.14.

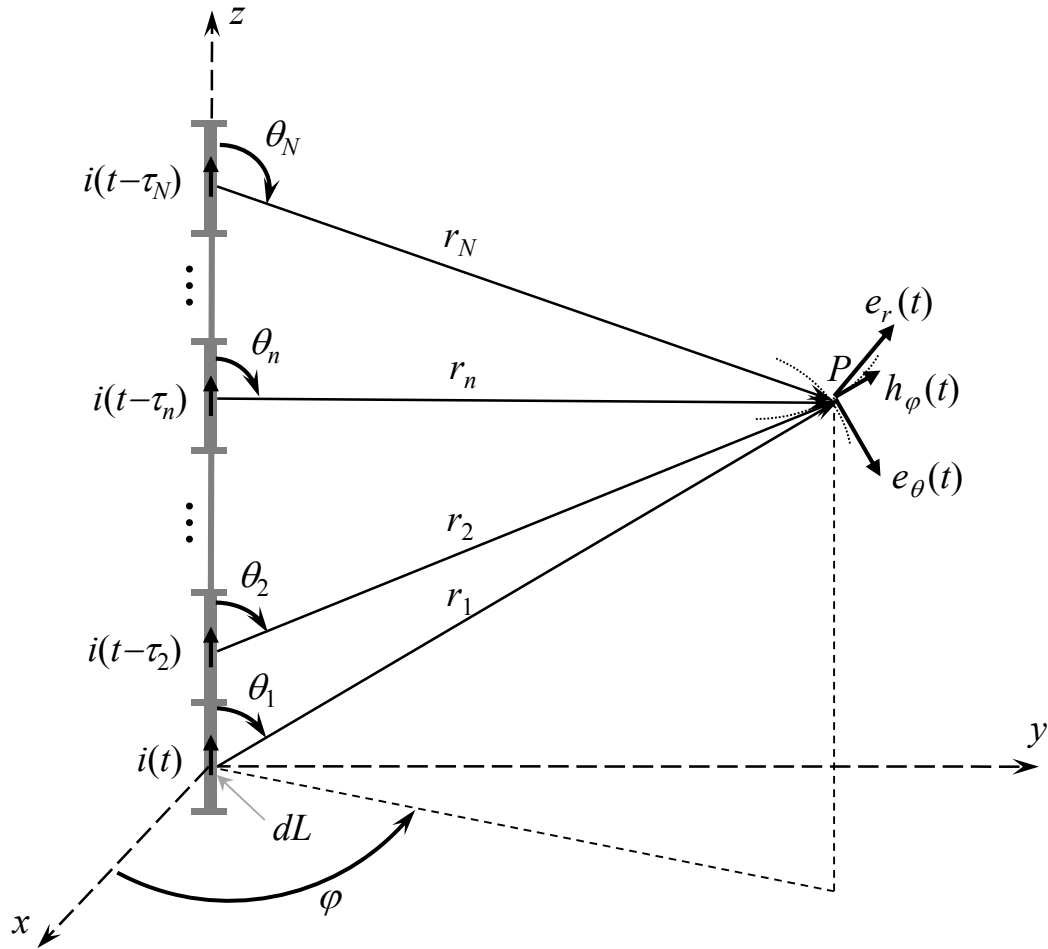


Рисунок 2.14 – Модель антенны бегущей волны.

В рамках представленной на рисунке 2.14 модели антенны бегущей волны, провод разбивается на N элементов длиной dL , каждый из которых может быть рассмотрен как элементарный диполь, то есть выполняется условие $dL \leq 0,1 \cdot \lambda_{\min}$, где λ_{\min} – длина волны, соответствующая максимальной частоте анализируемого диапазона f_{\max} . Ток в n -ом диполе представляет собой задержанную на время τ_n копию тока в первом элементе, где τ_n определяется соотношением:

$$\tau_n = \frac{(n-1) \cdot dL}{c}. \quad (2.19)$$

Электромагнитное поле в точке \vec{r} , излучаемое такой системой на частоте f , может быть представлено как сумма полей, формируемых каждым из диполей [33]:

$$\begin{aligned}
\dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \frac{jk dL \sin \theta_n}{4\pi r_n} \left(1 + \frac{1}{jkr_n}\right) \cdot e^{-jkr_n}, \\
\dot{E}_r(\vec{r}) &= \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \frac{\eta dL \cos \theta_n}{2\pi r_n^2} \left(1 + \frac{1}{jkr_n}\right) \cdot e^{-jkr_n}, \\
\dot{E}_\theta(\vec{r}) &= \sum_{n=1}^N \dot{I}_n \frac{j\eta k dL \sin \theta_n}{4\pi r_n} \left(1 + \frac{1}{jkr_n} - \frac{1}{(kr_n)^2}\right) \cdot e^{-jkr_n},
\end{aligned} \tag{2.20}$$

где $r_n = |\vec{r} - \vec{r}'_n|$ – расстояние от n -го диполя с координатами \vec{r}'_n до точки наблюдения \vec{r} . Комплексная амплитуда тока на частоте f в n -ом диполе \dot{I}_n может быть выражена через ток в первом диполе $\dot{I} = \dot{I}_1$ с использованием соотношения:

$$\begin{aligned}
\dot{I}_n &= \dot{I} \cdot \exp(-j2\pi f \tau_n) = \dot{I} \cdot \exp\left(-j2\pi f \frac{(n-1) \cdot dL}{c}\right) = \\
&= \dot{I} \cdot \exp(-jk(n-1) \cdot dL).
\end{aligned} \tag{2.21}$$

Тогда выражения (2.20) принимают вид:

$$\begin{aligned}
\dot{H}_\varphi(\vec{r}) &= \dot{I} \cdot \frac{jk dL}{4\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin \theta_n}{r_n} \left(1 + \frac{1}{jkr_n}\right) \cdot e^{-jk(r_n + (n-1)dL)}, \\
\dot{E}_r(\vec{r}) &= \dot{I} \cdot \frac{\eta dL}{2\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\cos \theta_n}{r_n^2} \left(1 + \frac{1}{jkr_n}\right) \cdot e^{-jk(r_n + (n-1)dL)}, \\
\dot{E}_\theta(\vec{r}) &= \dot{I} \cdot \frac{j\eta k dL}{4\pi} \sum_{n=1}^N \frac{\sin \theta_n}{r_n} \left(1 + \frac{1}{jkr_n} - \frac{1}{(kr_n)^2}\right) \cdot e^{-jk(r_n + (n-1)dL)}.
\end{aligned} \tag{2.22}$$

Частотная характеристика излучения проводника с током во всем диапазоне анализируемых частот для измеряемой компоненты электромагнитного поля в точке \vec{r} определяется выражением:

$$H(f, \vec{r}) = \frac{\dot{C}(\vec{r})}{\dot{I}}. \tag{2.23}$$

где $\dot{C}(\vec{r}) = \{\dot{H}_\varphi(\vec{r}), \dot{E}_r(\vec{r}), \dot{E}_\theta(\vec{r})\}$ – соответствующая компонента электромагнитного поля, определяемая в соответствии с выражением (2.22).

Частотные характеристики для θ -компоненты вектора напряжённости электрического поля, формируемого прямым проводом длиной 1 м на расстоянии 3 м в направлении $\theta = 90^\circ$ рассчитанные по формулам (2.22) представлена

на рисунке 2.15 в сравнении с частотной характеристикой, определённой по выражению (2.5) для частотной характеристики излучения θ -компоненты вектора E элементарного диполя.

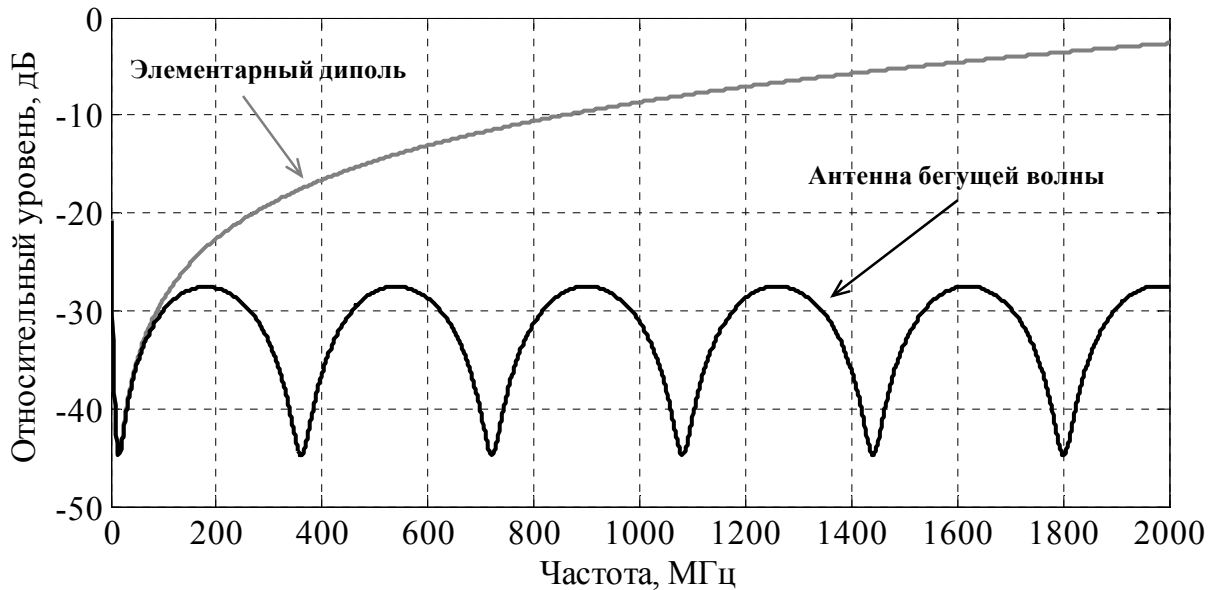


Рисунок 2.15 – Частотные характеристики излучения провода длиной 1 м на расстоянии 3 м при $\theta = 90^\circ$, определённые с использованием модели антенны бегущей волны и элементарного диполя.

Полученная частотная характеристика излучения провода показывает, что для выбранных параметров излучающая структура может быть описана моделью элементарного диполя на частотах до 60 МГц, что соответствует условию $L \leq 0,2 \cdot \lambda$. Также на рисунке 2.15 видна граница между ближней и дальней зонами излучения на частоте 20 МГц. На более высоких частотах частотные характеристики излучения для моделей антенны бегущей волны и элементарного диполя существенно отличаются. Уровень излучения для модели диполя возрастает с увеличением частоты, а уровень излучения модели проводной антенны колеблется относительно постоянного уровня с периодом около 350 МГц. Диаграммы направленности рассматриваемого провода на четырёх различных частотах 40 МГц, 200 МГц, 900 МГц и 1800 МГц представлены на рисунке 2.16.

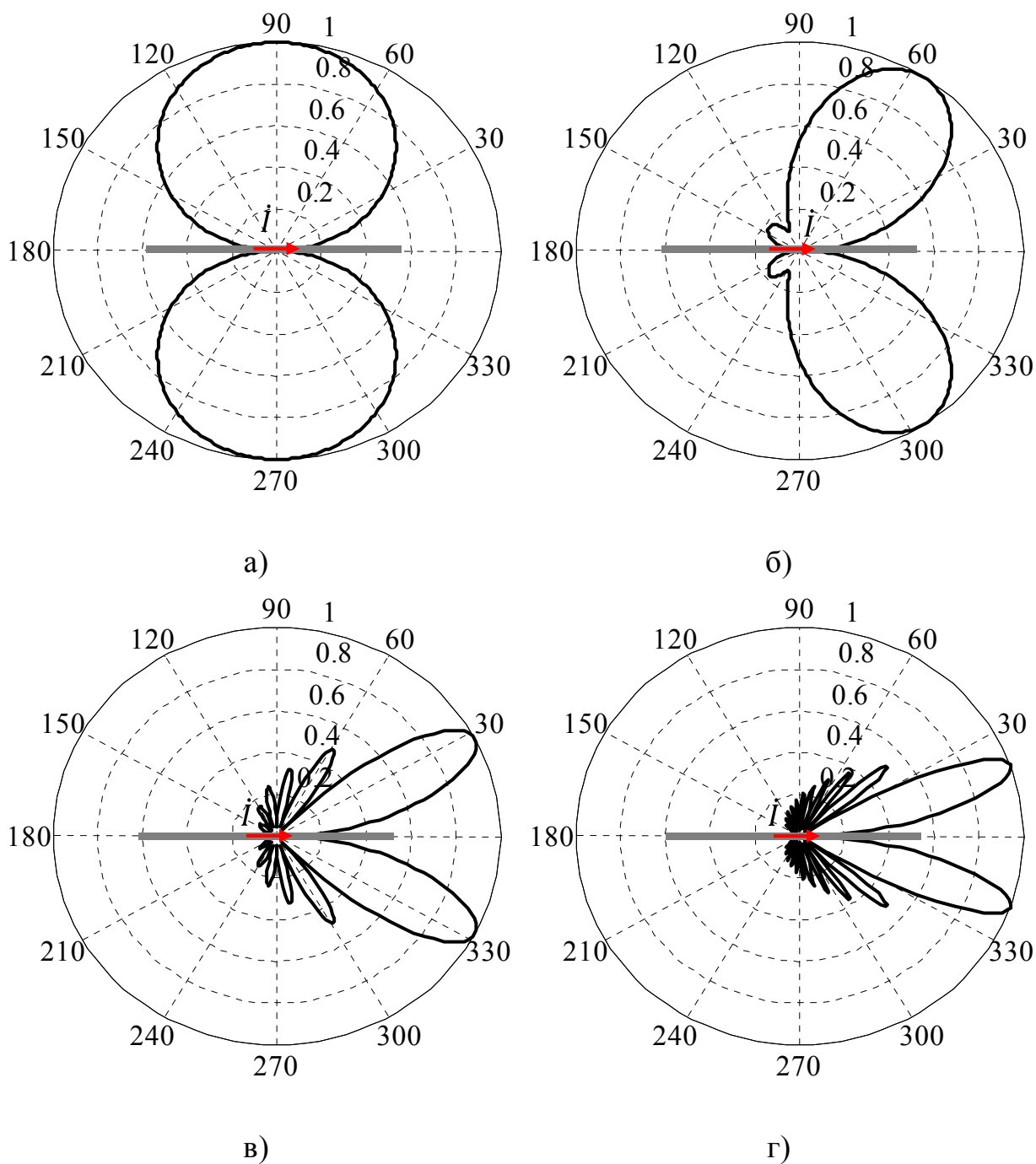


Рисунок 2.16 – Диаграммы направленности модели провода на частотах 40 МГц (а), 200 МГц (б), 900 МГц (в) и 1800 МГц (г).

Диаграммы направленности, представленные на рисунке 2.16 показывают, что на низких частотах диаграмма направленности провода близка по форме к диаграмме направленности элементарного диполя (рисунок 2.12), а с увеличением частоты направленные свойства излучения начинают существенно отличаться от элементарной дипольной антенны: изменяется направление мак-

симула, которое смещается в направлении протекания тока; появляются боковые лепестки, сужается главный луч. При протекании различного тока в двух направлениях дополнительно формируется обратная диаграмма направленности.

Полученные характеристики излучения могут использоваться для формирования модели ПЭМИ интерфейсных кабелей, шин и печатных проводников как в дальней, так и ближней зонах излучения в широком диапазоне частот. В этом случае рассматривается излучение синфазной компоненты токов, то есть в качестве сигнала, формирующего ЭМИ, рассматривается сумма токов в близкорасположенных проводниках.

Для исследования излучения длинных проводников были проведены измерения направленных свойств излучения кабеля USB 2.0 длиной 2 м. Измерения проводились в экранированной камере на расстоянии 3 м от центра провода. К одному концу кабеля USB 2.0 был подключён flash накопитель, а другой конец подключался к ноутбуку, на котором был запущен тестовый режим для этого устройства.

Полученные диаграммы направленности на частотах 240 МГц и 480 МГц представлены на рисунке 2.17.

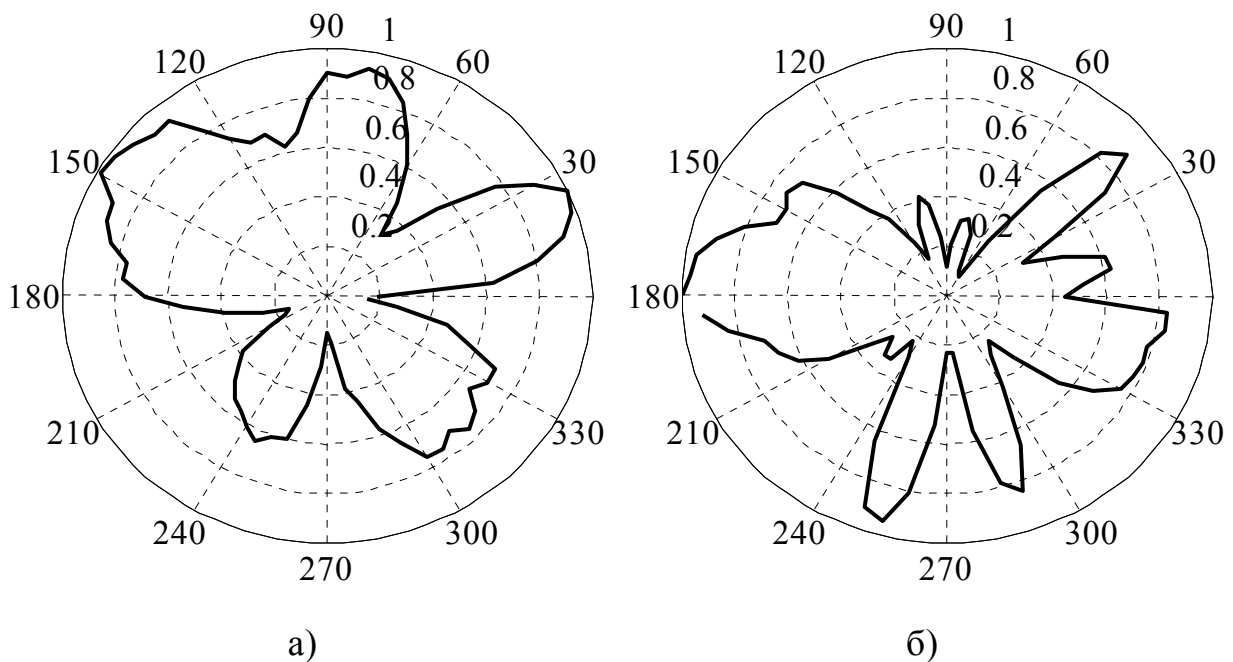


Рисунок 2.17 – Диаграммы направленности кабеля USB 2.0 на частотах 240 МГц (а) и 480 МГц (б).

Представленные на рисунке 2.17 диаграммы направленности показывают, что направленные свойства излучения длинного провода не соответствуют модели излучения элементарного диполя, а определяются конфигурацией кабеля. На двух различных частотах максимум излучения наблюдается в различных направлениях, также изменяется характер направленности. Из рисунка 2.17 видно, что с увеличением частоты уменьшается ширина лепестков, что соответствует модели антенны бегущей волны. Также полученные результаты показывают, что излучение в точке приёма формируется в основном кабелем, поскольку в направлениях на источники: USB Flash ($\theta = 0^\circ$) и ноутбук ($\theta = 180^\circ$) в диаграммах направленности отсутствуют ярко выраженные всплески.

2.2.3 Распределённая дипольная модель

Распределённая дипольная модель является обобщением модели антенны бегущей волны и рассматривает излучающую структуру как совокупность произвольно ориентированных элементарных электрических диполей, расположенных в узлах фиксированной сетки в плоскости объекта [46], как показано на рисунке 2.18.

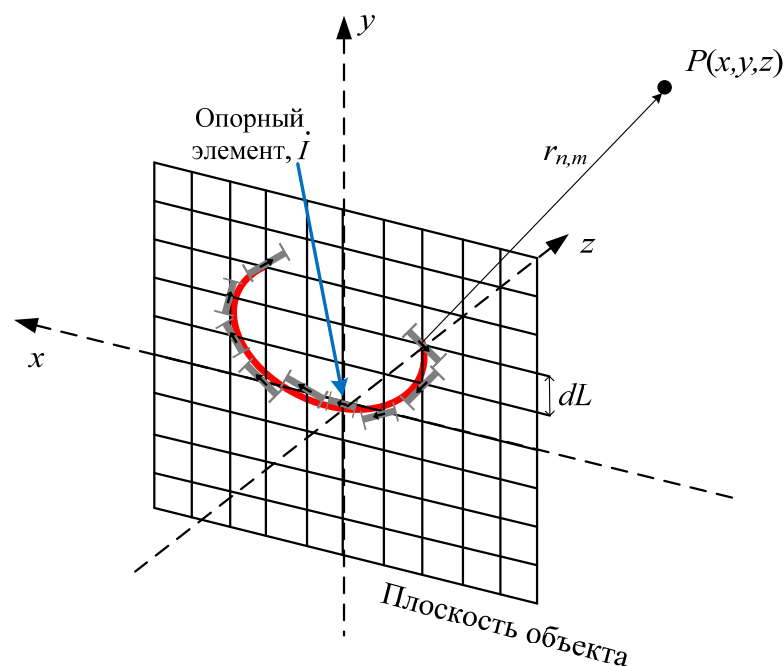


Рисунок 2.18 – Распределённая дипольная модель излучающей структуры.

В рамках представленной на рисунке 2.18 модели, излучающая структура представляется плоской поверхностью, которая разбивается на $M_x \times M_y$ элементов длиной dL , каждый из которых может быть рассмотрен как элементарный диполь, то есть выполняется условие $dL \leq 0,1 \cdot \lambda_{\min}$, где λ_{\min} – длина волны, соответствующая максимальной частоте анализируемого диапазона f_{\max} .

Определим частотную характеристику излучения для случая, когда ток распределён в плоскости ХОУ и создаётся одним источником. Для этого рассмотрим произвольно ориентированный элементарный электрический диполь с зарядом, изменяющимся по гармоническому закону и имеющему f комплексную амплитуду на частоте \dot{Q} , и длиной Δl с дипольным моментом $\dot{\vec{p}} = \dot{Q} \cdot \Delta \vec{l} = \frac{\dot{I} \cdot \Delta \vec{l}}{j2\pi f}$, расположенный в точке (x_0, y_0, z_0) . В этом случае, комплексная амплитуда вектора напряжённости магнитного поля в точке наблюдения (x, y, z) , расположенной на расстоянии r определяется выражением [47]:

$$\dot{\vec{H}}(\vec{r}) = j2\pi f \cdot \left(jk + \frac{1}{r} \right) \cdot (\dot{\vec{p}} \times \vec{1}_r) \cdot G(f, r), \quad (2.24)$$

где $G(f, r) = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r}$ – функция Грина в свободном пространстве,

$\dot{\vec{p}} = \dot{p}_x \cdot \vec{1}_x + \dot{p}_y \cdot \vec{1}_y + \dot{p}_z \cdot \vec{1}_z$ – электрический дипольный момент, $\vec{1}_r = \frac{\vec{r}}{r}$ – радиальный единичный вектор, ‘ \times ’ – векторное произведение.

Для случая, когда дипольный момент расположен в плоскости ХОУ можно записать:

$$\begin{aligned} (\dot{\vec{p}} \times \vec{1}_r) = & \vec{1}_x \cdot \dot{p}_y \cdot \frac{z - z_0}{r} - \vec{1}_y \cdot \dot{p}_x \cdot \frac{z - z_0}{r} + \\ & + \vec{1}_z \cdot \dot{p}_x \cdot \frac{y - y_0}{r} - \vec{1}_z \cdot \dot{p}_y \cdot \frac{x - x_0}{r}. \end{aligned} \quad (2.25)$$

Тогда компоненты вектора напряжённости магнитного поля определяются следующим образом [46]:

$$\begin{aligned}
\dot{H}_x(\vec{r}) &= j2\pi f \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (z - z_0) \cdot \dot{p}_y, \\
\dot{H}_y(\vec{r}) &= -j2\pi f \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (z - z_0) \cdot \dot{p}_x, \\
\dot{H}_z(\vec{r}) &= j2\pi f \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (y - y_0) \cdot \dot{p}_x - \\
&\quad - j2\pi f \cdot \frac{e^{-jkr}}{4\pi r^2} \left(jk + \frac{1}{r} \right) (x - x_0) \cdot \dot{p}_y.
\end{aligned} \tag{2.26}$$

Выражение (2.26) может использоваться для определения компонент магнитного поля, создаваемого дипольной моделью, представленной на рисунке 2.18. Поскольку в рамках представленной модели рассматривается один распределённый источник в плоскости объекта, то ток в j -ом диполе ($j = 1, 2, \dots, M_x \cdot M_y$) представляет собой задержанную на время τ_j копию тока в опорном элементе (рисунок 2.18), где τ_j определяется конфигурацией диполей и направлениями протекания тока.

Компоненты вектора напряжённости магнитного поля, формируемые такой системой в точке P , могут быть представлены как суперпозиция полей, формируемых каждым из диполей [46]:

$$\begin{aligned}
\dot{H}_x(\vec{r}) &= \dot{I} \cdot \left[(z - z_0) \cdot \sum_{j=1}^{M_x \cdot M_y} \frac{e^{-j(kr_j + 2\pi f \tau_j)}}{4\pi r_j^2} \left(jk + \frac{1}{r_j} \right) \cdot \Delta l_{y_j} \right], \\
\dot{H}_y(\vec{r}) &= -\dot{I} \cdot \left[(z - z_0) \cdot \sum_{j=1}^{M_x \cdot M_y} \frac{e^{-j(kr_j + 2\pi f \tau_j)}}{4\pi r_j^2} \left(jk + \frac{1}{r_j} \right) \cdot \Delta l_{x_j} \right], \\
\dot{H}_z(\vec{r}) &= \dot{I} \cdot \left[\sum_{j=1}^{M_x \cdot M_y} \frac{e^{-j(kr_j + 2\pi f \tau_j)}}{4\pi r_j^2} \left(jk + \frac{1}{r_j} \right) (y - y_j) \cdot \Delta l_{x_j} - \right. \\
&\quad \left. - \sum_{j=1}^{M_x \cdot M_y} \frac{e^{-j(kr_j + 2\pi f \tau_j)}}{4\pi r_j^2} \left(jk + \frac{1}{r_j} \right) (x - x_j) \cdot \Delta l_{y_j} \right],
\end{aligned} \tag{2.27}$$

где \dot{I} – комплексная амплитуда тока в опорном элементе, где $r_j = |\vec{r} - \vec{r}'_j|$ – расстояние от j -го диполя с координатами \vec{r}'_j до точки наблюдения \vec{r} .

Из выражения (2.27) следует, что параметрами распределённой дипольной модели являются задержки τ_j и вектор ориентации элементарного диполя $\Delta \vec{l}_j$ в каждом элементе сетки в области объекта.

Частотная характеристика излучения проводника с током во всем диапазоне анализируемых частот для каждой компоненты вектора напряжённости магнитного поля определяется выражением:

$$K_{\{x,y,z\}}(f, \vec{r}) = \frac{\dot{H}_{\{x,y,z\}}(\vec{r})}{j}. \quad (2.28)$$

где $\dot{H}_{\{x,y,z\}}(\vec{r})$ – комплексная амплитуда соответствующей компоненты электромагнитного поля на частоте f в точке \vec{r} , определяемая в соответствии с выражением (2.27).

Рассмотренная распределённая дипольная модель может использоваться как для описания излучения элементов малых электрических размеров и длинных линий передачи, так и для излучателей, распределённых в плоскости объекта с произвольной конфигурацией.

Для формирования модели ПЭМИ на входе приёмника необходимо задать не только спектром тока, формирующего ПЭМИ $I(f)$ и частотной характеристикой излучения $K_{TC}(f, \vec{r})$, но и учесть характеристики приёмной антенной системы и соединительных кабелей [33]:

$$\dot{S}_{Прм}(f, \vec{r}) = \frac{I(f) \cdot K_{TC}(f, \vec{r}) \cdot K(f)}{A(f)}, \quad (2.29)$$

где $A(f)$ – антенный фактор приёмной антенны, $K(f)$ – коэффициент передачи соединительного кабеля между антенной и приёмным устройством по напряжению.

Следует также учитывать, что в реальных условиях принимаемое измерительной системой ЭМИ анализируемого ТС представляет собой аддитивную смесь информационных составляющих ЭМИ СВТ, «белого» шума и помеховых сигналов. К помеховым сигналам относятся излучения данного СВТ, не несу-

щие информации об информационном сигнале, а также излучения других ТС и источников радиосигналов (радиостанции, сотовая связь и т.п.).

2.3 Результаты экспериментальных исследований

Для верификации предложенной модели излучения суммарного сигнала в линиях передачи интерфейсов обмена данными были проведены экспериментальные исследования ПЭМИ клавиатуры персонального компьютера, подключённой по интерфейсу PS/2, как пример однопроводной передачи сигнала, и по интерфейсу USB 1.0, как пример передачи сигнала по дифференциальной паре.

Экспериментальные исследования проводились с использованием системы временного анализа, построенной на базе четырёхканального 8-битного осциллографа Rohde&Schwarz RTO1014 с максимальной частотой дискретизации до 10 ГГц и полосой анализа 2 ГГц.

2.3.1 Клавиатура с интерфейсом PS/2

При использовании интерфейса PS/2 между клавиатурой и контроллером осуществляется двусторонний обмен данными. Контроллер передаёт различные команды (например – изменение состояния светодиодов или скорости автоповтора) [48, 49]. Клавиатура передаёт скан-коды нажатых клавиш (скан-код – условное обозначение клавиши).

Обмен данными между клавиатурой и контроллером осуществляется асинхронно по последовательному протоколу. Суть асинхронной передачи состоит в том, что данные передаются только тогда, когда нажата/отпущена клавиша на клавиатуре и нужно выдать соответствующий скан-код или контроллеру нужно выдать команду клавиатуре.

Для обмена данными служат две линии: одна для передачи данных (KBData), вторая, – для передачи сигнала синхронизации (KBSync).

Данные в канале KBData передаются в таком порядке: один стартовый бит – «0», восемь бит данных, бит чётности (сумма всех разрядов +1), один

стоповый бит – «1». После приёма каждого байта данных контроллер выставляет низкий уровень на линии KBSync.

Схематичное изображение структуры скан-кода клавиатуры показано на рисунке 2.19.

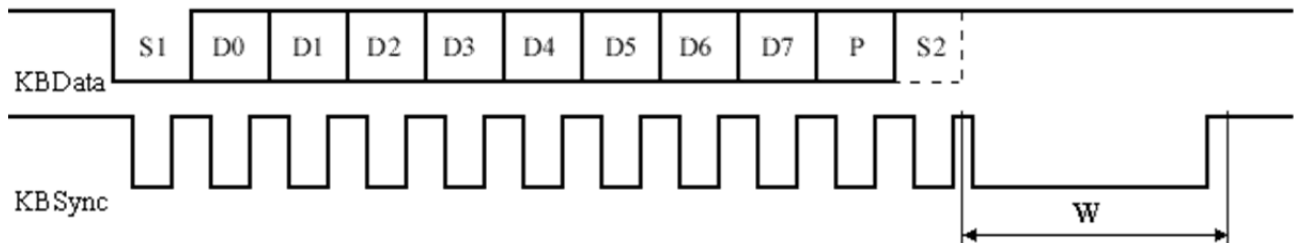


Рисунок 2.19 – Общий вид передачи данных от клавиатуры PS/2.

S1 – стартовый бит; S2 – стоповый бит; D0-D7 – данные; P – бит чётности;

W – низкий уровень, обработка принятых данных.

Для формирования модели сигнала, излучаемого шиной клавиатуры PS/2 при нажатии клавиши «1», определим результирующее излучение от двух близкорасположенных проводов как сумму излучений от каждого из проводов в отдельности. Суммарный сигнал шины данных и шины синхронизации показан на рисунке 2.20.

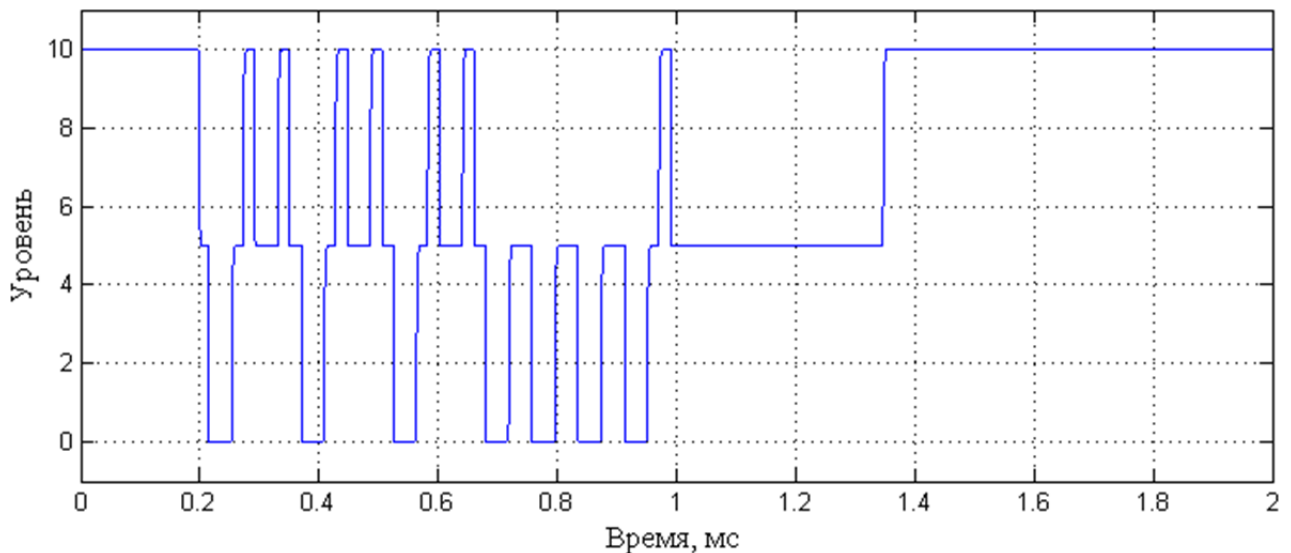


Рисунок 2.20 – Сумма сигналов в шине данных и шине синхронизации.

Поле, сформированное суммарным сигналом в шинах данных и синхронизации, распространяется в направлении приёмной антенны. В простейшем

случае антенну можно описать частотной характеристикой фильтра высоких частот (ФВЧ) с граничной частотой полосы пропускания, согласованной с рабочим диапазоном частот антенны.

Модель суммарного сигнала от клавиатуры на выходе ФВЧ первого порядка с граничной частотой $F_{гр} = 2$ кГц показан на рисунке 2.21.

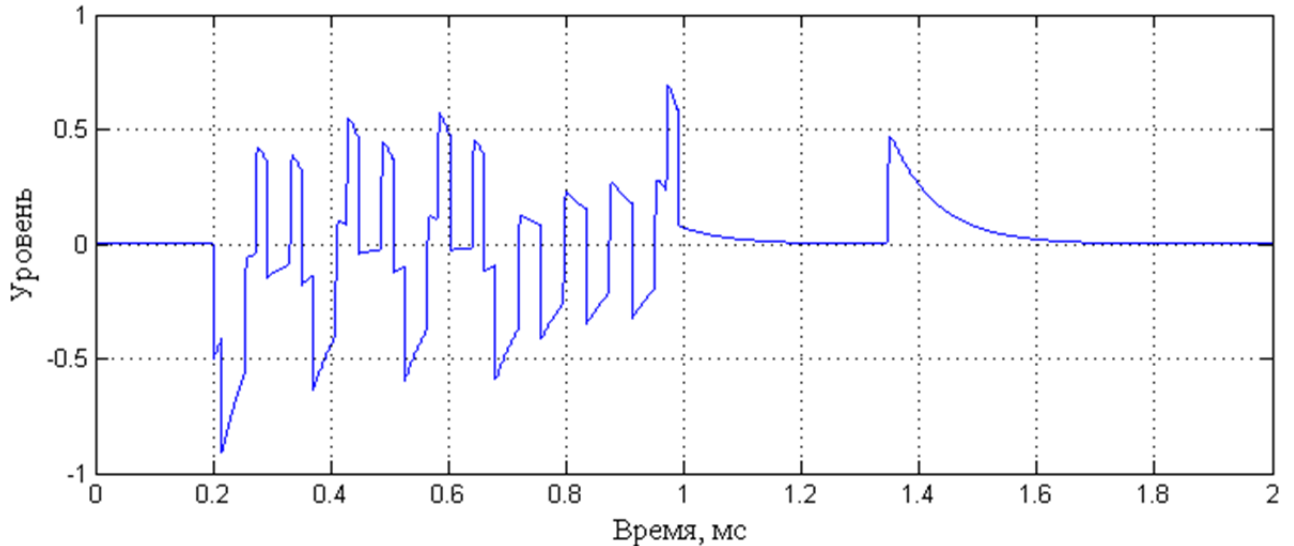


Рисунок 2.21 – Модель сигнала от клавиатуры на входе.

На рисунке 2.22 показан результат измерения сигнала от клавиатуры PS/2 с помощью дипольной антенны, расположенной на расстоянии 1 м от провода клавиатуры.

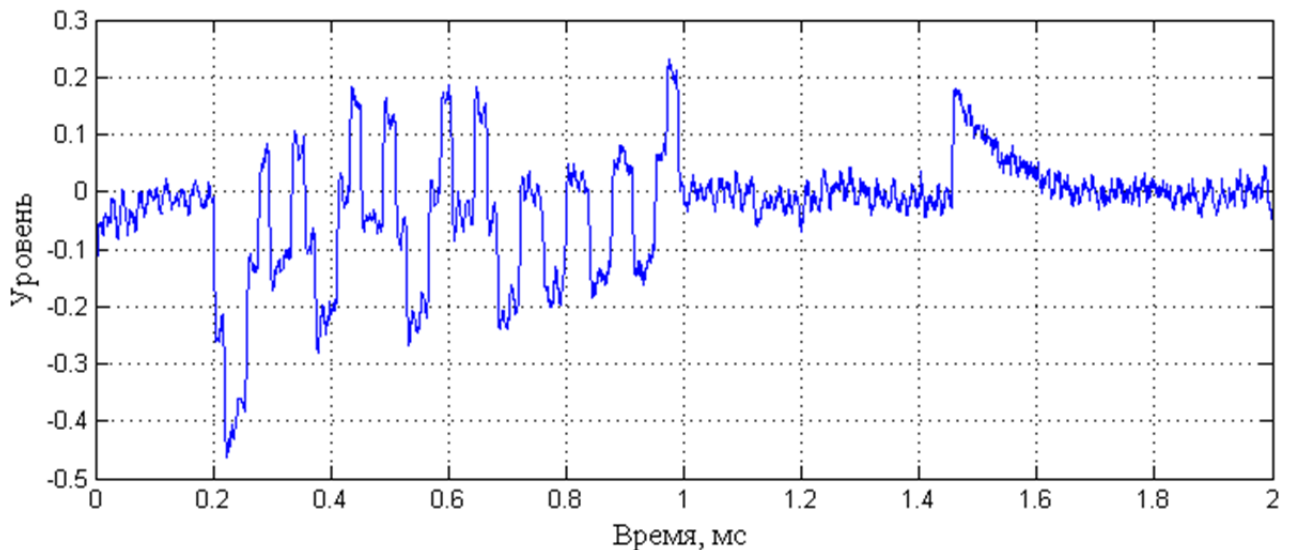


Рисунок 2.22 – Сигнал от клавиатуры PS/2, измеренный с помощью дипольной антенны.

Из рисунков 2.21 и 2.22 видно, что предложенная модель сигнала ПЭМИ клавиатуры PS/2 полностью соответствует результатам измерений.

2.3.2 Клавиатура с интерфейсом USB

Универсальный последовательный интерфейс (Universal Serial Bus, USB) предназначен для передачи данных между компьютерами и электронными устройствами. Для подключения периферийных устройств к шине USB используется четырёхпроводной кабель, при этом два провода (витая пара) в дифференциальном включении используются для приёма и передачи данных, а два провода – для питания периферийного устройства. Таким образом, в интерфейсе USB реализована пакетная передача данных по полудуплексному каналу, образованному на физическом уровне технологией дифференциальной передачи сигналов.

Скорость передачи данных для стандарта USB 1.0 при низкоскоростной передаче, характерной для клавиатуры, составляет 1,5 Мбит/с.

Существует четыре вида пакетов [50]: Token, Data, Handshake и Start of Frame (SOF). Каждый пакет состоит из различных типов данных: SYNC, PID, Address, Data, Endpoint, CRC и EOP. Пакеты отсылаются во фреймах и таким образом составляется USB сообщение.

Данные передаются по дифференциальной паре по двум каналам USB D+ и USB D– с использованием NRZI кодирования.

На рисунке 2.23 и рисунке 2.24 показаны реализации пакета SOF в дифференциальных каналах шины USB 1.0 клавиатуры персонального компьютера и сигналы в шине USB при нажатии клавиши «q» соответственно.

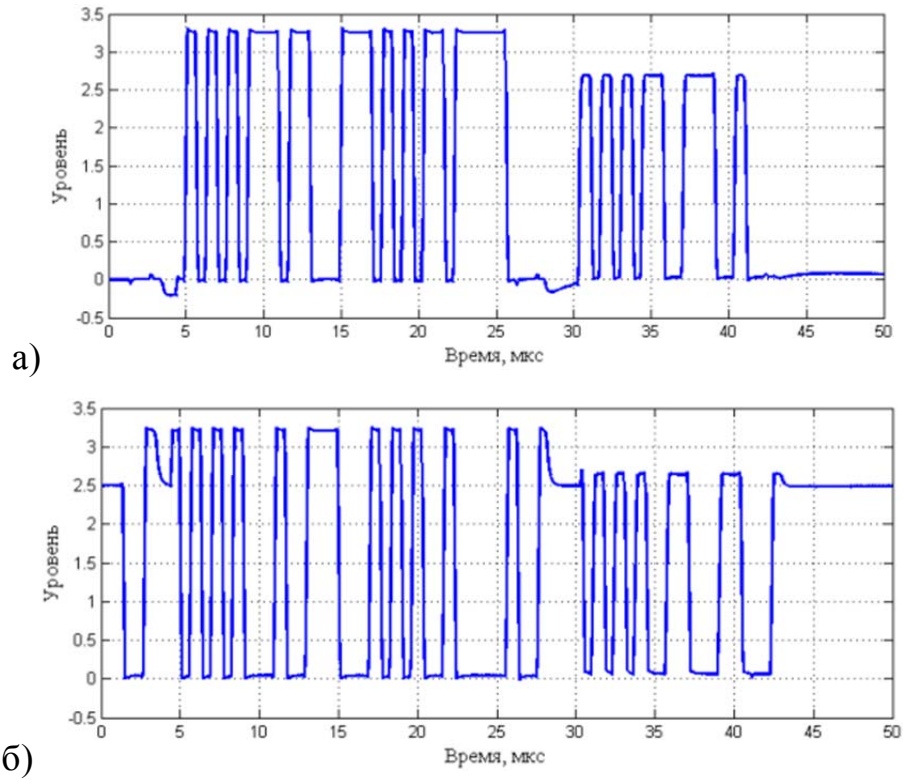


Рисунок 2.23 – Пакет SOF в каналах «D+» а) и «D-» б) шины USB без нажатия клавиши.

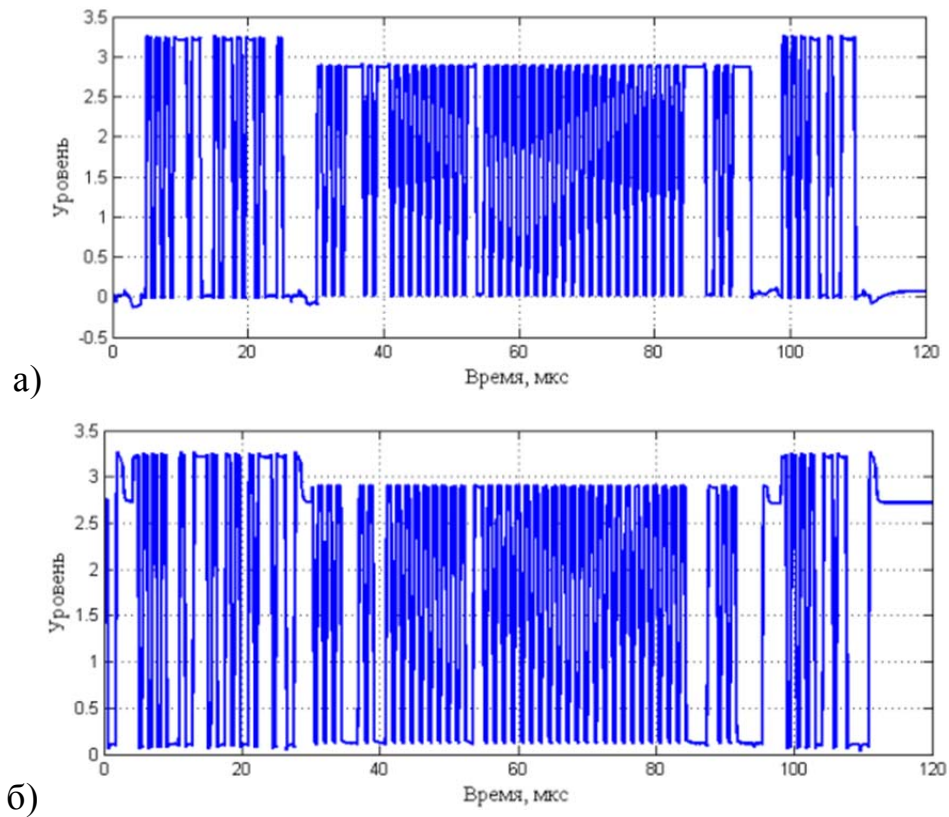


Рисунок 2.24 – Сигналы в каналах «D+» а) и «D-» б) шины USB при нажатии клавиши «q».

На рисунке 2.25 и рисунке 2.26 показаны соответствующие суммы сигналов в канале «D+» и «D-» без нажатия клавиши и при нажатии клавиши «q».

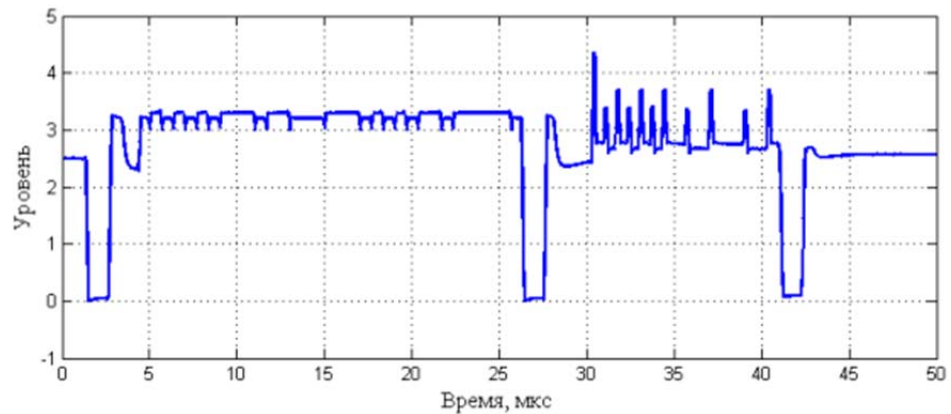


Рисунок 2.25 – Суммарный сигнал шины USB без нажатия клавиши.

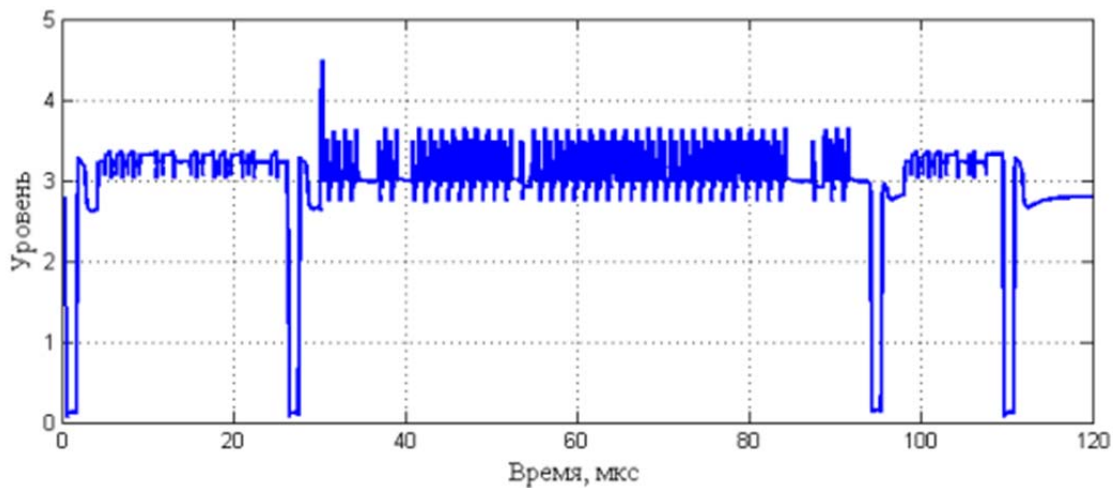


Рисунок 2.26 – Суммарный сигнал шины USB при нажатии клавиши «q».

На рисунке 2.27 и рисунке 2.28 показаны результаты сравнения синтезированной модели ПЭМИ шины USB клавиатуры без нажатия клавиши и при нажатии клавиши «q» с результатами измерений. Измерения проводились с помощью пробника электрического поля вблизи провода USB.

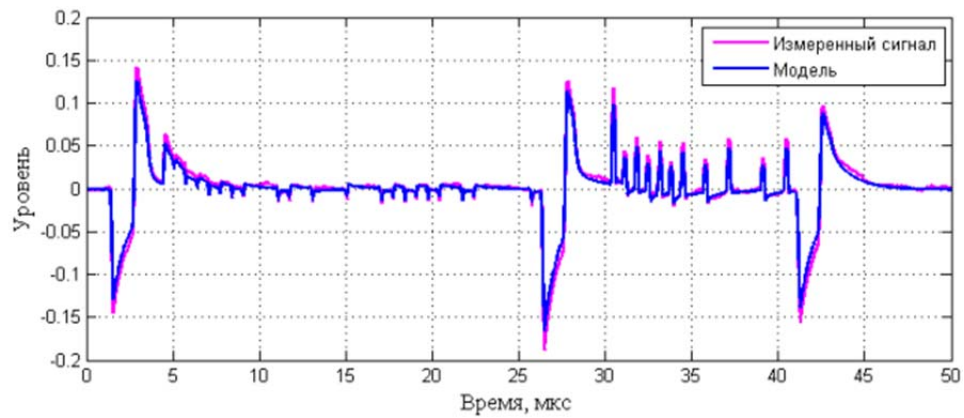


Рисунок 2.27 – Модель излучения шины USB клавиатуры без нажатия клавиши и измеренный сигнал от клавиатуры.

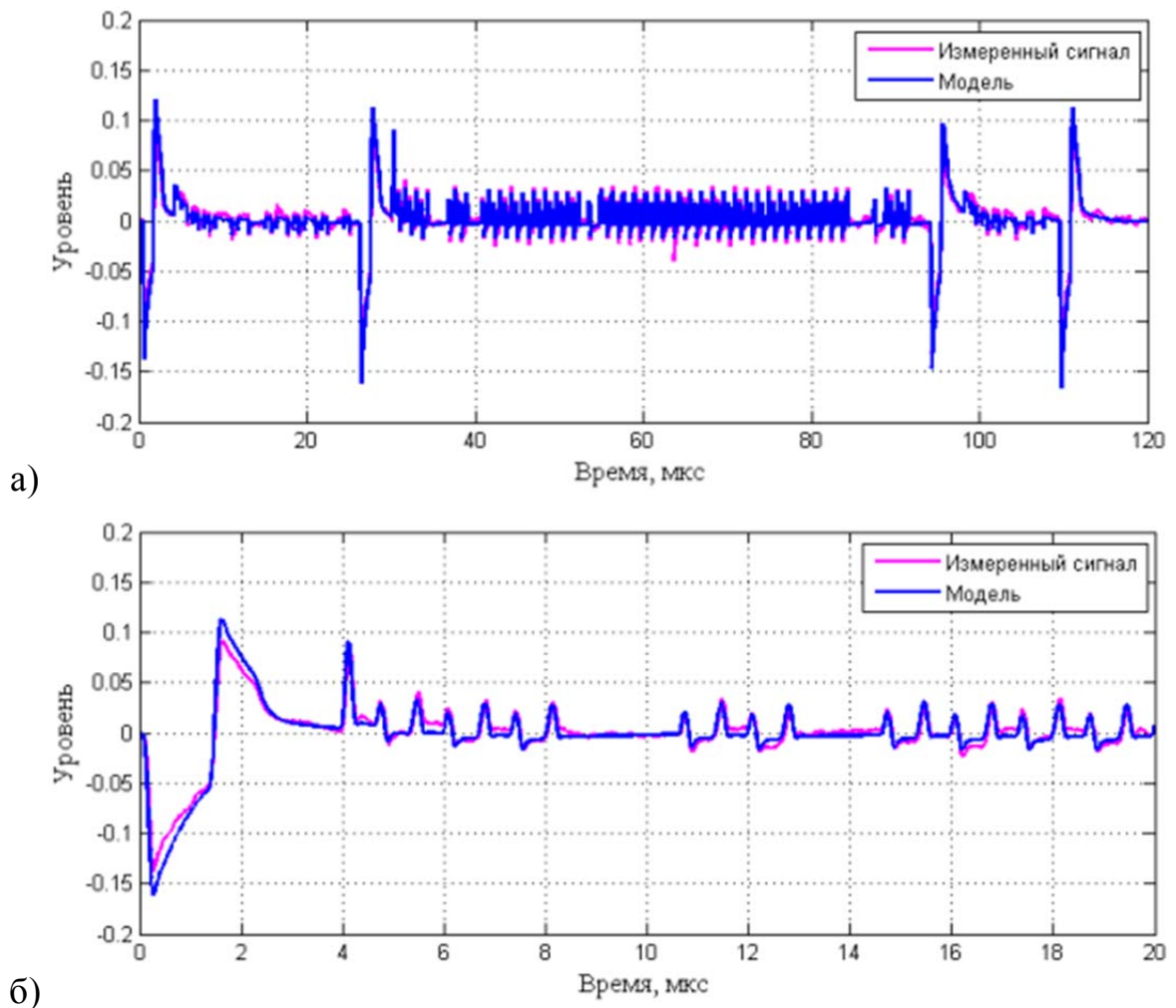


Рисунок 2.28 – Модель излучения шины USB клавиатуры при нажатии клавиши «q» и измеренный сигнал от клавиатуры. а) весь сигнал; б) фрагмент сигнала.

Полученные результаты показывают, что синтезированная модель суммарного сигнала в двух дифференциальных каналах в шине USB практически

полностью совпадает с измеренным сигналом вблизи провода USB клавиатуры. Полученные результаты подтверждают предположение о том, что излучение провода USB можно рассматривать как излучение одного проводника, по которому течёт синфазный ток, определяемый суммой токов в каждом из каналов, входящих в состав кабеля.

Экспериментальные исследования ПЭМИ клавиатуры, подключённой по низкоскоростному интерфейсу USB 1.0 проводились в экранированной камере на расстоянии от клавиатуры порядка 1,5 м. Для подключения использовался четырёхпроводной кабель длиной 1 м. Дополнительно в схему измерения был включён усилитель Anritsu MH648A с коэффициентом усиления 30 дБ и рабочим диапазоном частот 0,1 МГц – 1200 МГц.

Для верификации предложенной модели ПЭМИ были измерены сигналы в двух дифференциальных каналах шины USB при нажатии клавиши «пробел». Временные реализации информационной части пакета, содержащей сигнал скан-кода нажатой клавиши, представлены на рисунке 2.29 а). На рисунке 2.29 б) приведена временная реализация суммарного сигнала.

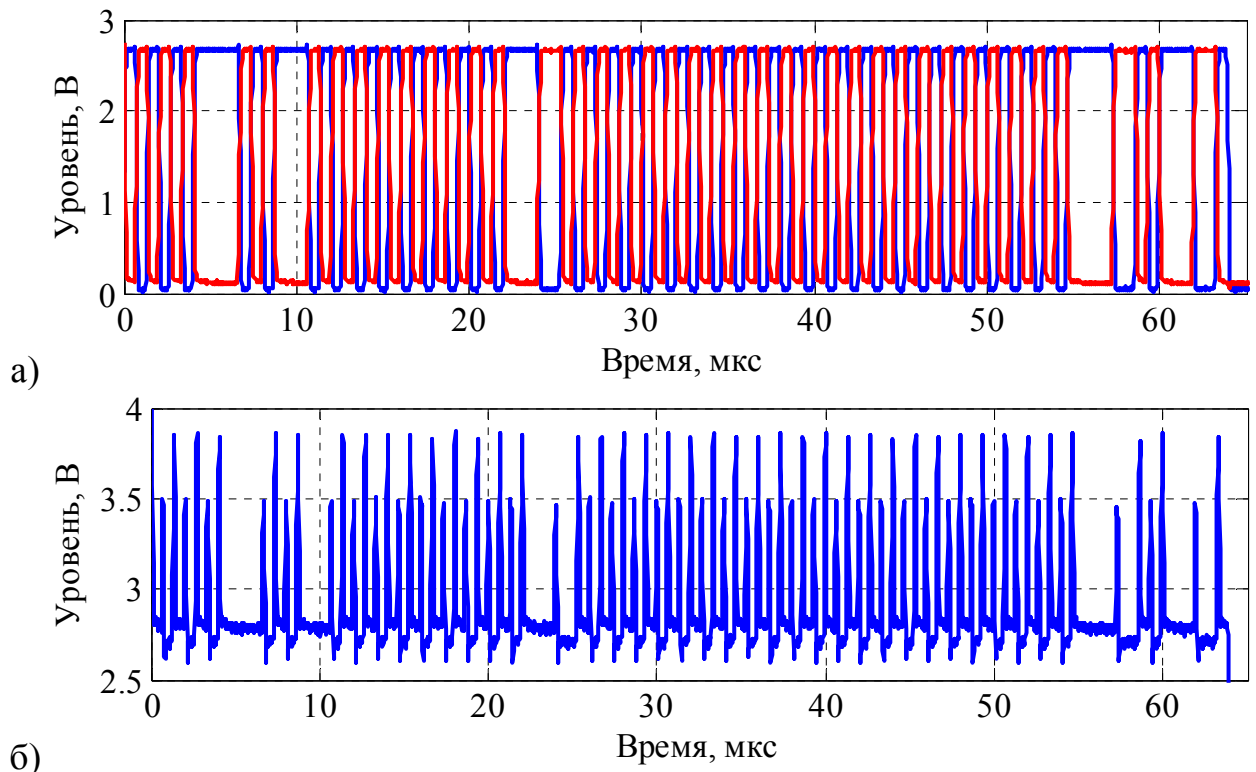


Рисунок 2.29 – Измеренные сигналы в шине USB 1.0: сигналы в дифференциальных каналах (а) и суммарный сигнал (б).

Из рисунка 2.29 видно, что наблюдаемые импульсы суммарного сигнала имеют положительную полярность и возникают во время смены логического уровня в информационном сигнале. Отличие амплитуды соседних импульсов объясняется запаздыванием сигнала одного из дифференциальных каналов относительно другого.

Полученная реализация суммарного сигнала использована для моделирования ПЭМИ клавиатуры в ближней зоне (на расстоянии 1,5 м). Поскольку спектр суммарного сигнала сосредоточен в низкочастотном диапазоне (до 20 МГц), для описания его излучения была использована простейшая модель элементарного диполя. В соответствии с выражением (2.13) была получена частотная характеристика излучения кабеля USB в синфазном режиме для θ -компоненты электрического поля.

Оценка уровня информативного излучения проводилась в спектральной области в соответствии с выражением (2.29) с учётом частотных характеристик измерительного тракта.

На рисунке 2.30 представлен полученный амплитудный спектр модели ПЭМИ клавиатуры в сравнении со спектром сигнала, измеренного цифровым осциллографом на расстоянии 1,5 м в экранированной камере.

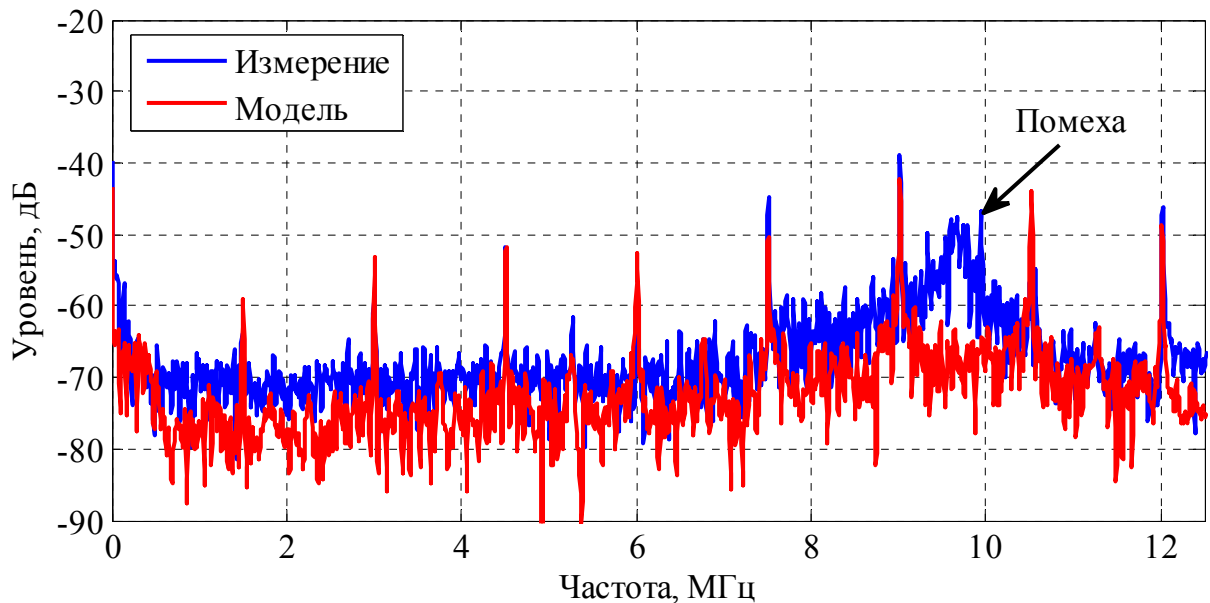


Рисунок 2.30 – Спектры модели сигнала и измеренного сигнала ПЭМИ клавиатуры.

Как видно из рисунка, уровни информационных спектральных компонент, расположенных на частотах кратных 1,5 МГц, в модели и результатах измерения приблизительно совпадают. Также видно, что в излучении присутствует широкополосная помеха вблизи частоты 9,5 МГц, обусловленная функционированием других элементов исследуемого СВТ. На рисунке 2.31 представлен результат сравнения временных реализаций измеренного сигнала и синтезированной модели. Для устранения влияния помехи на частоте 9,5 МГц была произведена фильтрация измеренных данных.

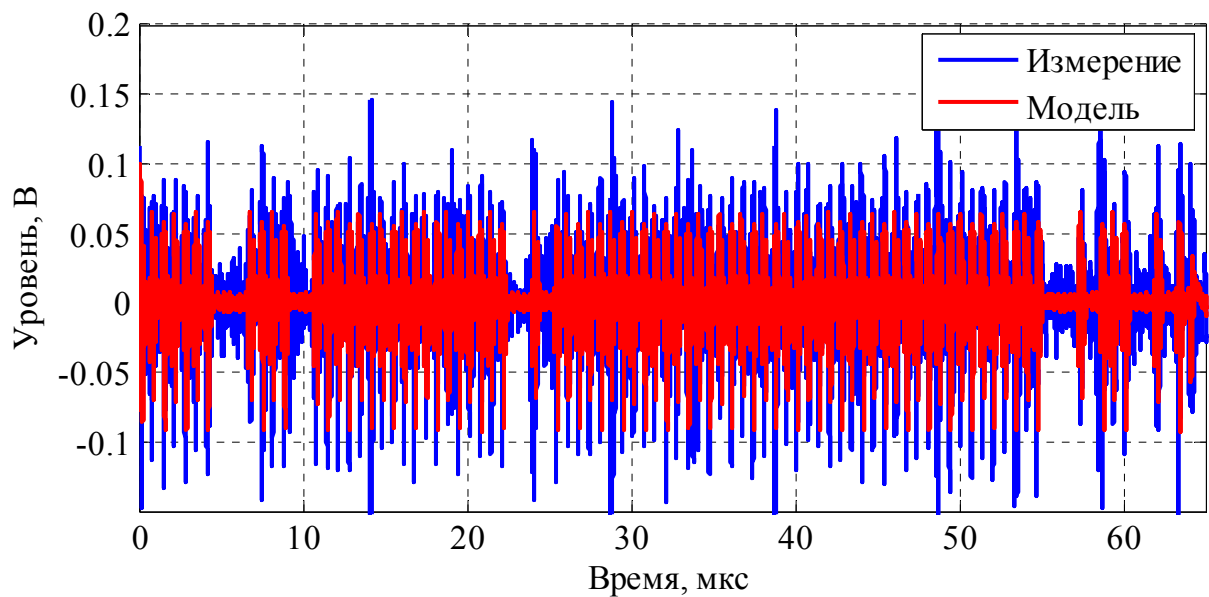


Рисунок 2.31 – Временная реализация модели и измеренного сигнала ПЭМИ клавиатуры.

Из рисунка 2.31 видно, что модель и результаты измерения схожи по временной структуре, имеются ярко выраженные паузы и всплески, соответствующие суммарному сигналу (рисунок 2.29 б).

Представленные результаты показывают адекватность предложенной модели суммарного сигнала в шинах интерфейсов передачи данных, как источника их ЭМИ.

2.4 Выводы по главе 2

В главе предложена модель формирования ПЭМИ СВТ, которая рассматривает излучение СВТ в каждой точке пространства как произведение спектра тока, формирующего ПЭМИ, на частотную характеристику излучения устройства.

Для определения модели сигнала, формирующего ПЭМИ, рассматривается два варианта построения интерфейса передачи информации: однопроводный и дифференциальный. На основании проведённых теоретических и экспериментальных исследований для каждого из вариантов организации передачи, предложена модель суммарного сигнала, формируемого суммой токов в близкорасположенных проводниках.

Для построения модели ТС в главе рассмотрены три варианта его эквивалентного замещения: модель элементарного диполя, модель антенны бегущей волны и распределённая дипольная модель, являющаяся обобщением первых двух. Были рассмотрены основные ограничения для каждой из моделей, определяющие частотный диапазон их адекватности, а также выведены аналитические выражения для частотных характеристик излучения. Показано, что частотные характеристики излучения для любой из рассмотренных моделей определяются параметрами её элементов, не зависящими от частоты.

Полученные результаты показывают, что в рамках предложенной модели ПЭМИ СВТ, задача оценки характеристик излучения в любой точке пространства разделяется на выбор соответствующей модели ТС, определение её параметров на одной из частот излучения и формирование спектра ЭМИ ТС во всем диапазоне исследуемых частот для заданной модели сигнала.

Глава 3. Электромагнитное излучение технического средства в ближней зоне

3.1 Описание электромагнитных излучений в ближней зоне

3.1.1 Детерминированные электромагнитные излучения

В общем случае, электромагнитное поле, формируемое изучаемым объектом, в любой точке пространства определяется системой уравнений Максвелла [47]. Характеристиками электромагнитного поля, полностью описывающими ЭМИ, являются векторы напряжённости электрического $\vec{E}(\vec{r})$ и магнитного $\vec{H}(\vec{r})$ полей, связь между которыми определяется выражением:

$$\nabla \times \vec{E}(\vec{r}) = -\mu \frac{\partial \vec{H}(\vec{r})}{\partial t}, \quad (3.1)$$

где μ – магнитная проницаемость среды, \vec{r} – вектор, направленный из точки расположения источника излучения в точку наблюдения.

Мощность излучения определяется вектором плотности потока мощности электромагнитного поля (вектором Пойнтинга) в соответствии с выражением:

$$\vec{P}(\vec{r}) = \vec{E}(\vec{r}) \times \vec{H}(\vec{r}). \quad (3.2)$$

Направление вектора \vec{P} определяет направление распространения мощности излучения (направление излучения).

Таким образом, для полного описания излучения объекта в любой точке пространства необходимо определить все три компонента вектора напряжённости электрического или магнитного поля, связанных друг с другом выражением (3.1).

В случае детерминированного излучения, уравнение (3.1) может быть записано для комплексных амплитуд векторов напряжённости электрического и магнитного полей на частоте f в виде:

$$\nabla \times \dot{\vec{E}}(\vec{r}, f) = -j2\pi f \mu \cdot \dot{\vec{H}}(\vec{r}, f). \quad (3.3)$$

Тогда характеристикой ЭМИ источника в любой точке пространства в широкой полосе частот являются комплексные спектры 3-х компонент вектора

напряжённости электрического или магнитного поля в любой из систем координат (декартовой, сферической или цилиндрической).

3.1.1. Стационарные стохастические электромагнитные излучения

В связи с тем, что современные СВТ в процессе функционирования излучают большое количество сигналов, являющихся в общем случае случайными, их ПЭМИ можно рассматривать как стохастический стационарный на некотором интервале времени пространственный частотно-временной процесс, который нельзя описывать в терминах комплексного спектра, существующего только у детерминированных сигналов.

Стационарные стохастические излучения характеризуются корреляционной функцией во временной области и спектральной плотностью мощности в частотной области [51, 52]. В работе [28] показано, что измерения в ближней зоне корреляционных функций сигналов в двух различных точках пространства, как и в детерминированном случае, позволяют оценить параметры распределения характеристик поля на поверхности излучающего объекта и в дальней зоне.

Пространственная кросс-корреляционная матрица для случая стационарного излучения состоит из следующих элементов:

$$\mathbf{R}_{n,m}(\tau) = R(r_n, r_m, \tau), \quad (3.4)$$

где кросс-корреляционная функция сигналов $s(r_n, t)$ и $s(r_m, t)$, измеряемых в двух точках пространства r_n и r_m определяется следующим выражением:

$$R(r_n, r_m, \tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\infty}^{\infty} s_T(r_n, t) \cdot s_T(r_m, t - \tau) dt. \quad (3.5)$$

В выражении (3.5) $s_T(r, t)$ обозначает взвешенный временной оконной функцией на интервале T сигнал $s(r, t)$. Сигнал $s(r, t)$ в общем случае может представлять собой результат измерений во временной области компонент вектора напряжённости электрического или магнитного полей.

Корреляционный спектр $B(r_n, r_m, f)$ может быть определён, как результат преобразования Фурье функции $R(r_n, r_m, \tau)$ или эквивалентно рассчитан непосредственно в частотной области:

$$B(r_n, r_m, f) = \int_{-\infty}^{\infty} R(r_n, r_m, \tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \langle S_T(r_n, f) \cdot S_T^*(r_m, f) \rangle, \quad (3.6)$$

где $S_T(r, f)$ – преобразование Фурье сигнала $s_T(r, t)$, $\langle \rangle$ – операция усреднения по ансамблю, $()^*$ – комплексное сопряжение.

Таким образом, для полного описания стохастического излучения объекта в любой точке пространства необходимо производить измерения трёх компонент вектора напряжённости электрического или магнитного поля во временной области и определять характеристики их излучения в терминах корреляционной функции и корреляционного спектра [53].

3.2 Концепция построения системы измерения ЭМИ СВТ в ближней зоне

В работе рассматривается система измерения стационарного стохастического излучения СВТ в ближней зоне, представленная на рисунке 3.1 [54, 55].



Рисунок 3.1 – Система измерений в ближней зоне.

Представленная система реализует принцип плоского сканирования тангенциальных компонент магнитного поля и состоит из двух пробников магнитного поля, подключённых к двум каналам цифрового осциллографа. Один из датчиков используется как опорный, второй осуществляет сканирование по узлам плоской сетки, размерами $Lx \times Ly$, расположенной на расстоянии d от плоскости объекта, как показано на рисунке 3.1. Расстояние d определяется из условия проведения измерений в ближней зоне, исходя из максимальной частоты анализируемого диапазона (минимальной длины волны λ_{\min}). Размеры сетки в плоскости измерения выбираются исходя из размеров объекта с небольшим запасом, необходимым для качественного приёма излучений источников, находящихся на границах исследуемого устройства. Шаг сетки сканирования определяется расстоянием d и длиной волны λ_{\min} , соответствующей максимальной частоте анализируемого диапазона, исходя из условий выполнения теоремы Котельникова для пространственной дискретизации [56]:

$$\Delta_{\{x,y\}} \leq \frac{2\pi}{2k_{\{x,y\}\max}}, \quad (3.7)$$

где $k_{\{x,y\}\max} = \frac{2\pi}{\lambda_{\min}}$ – максимальное значение пространственных частот для всего сектора углов. Тогда ограничение на шаг сетки сканирования принимает вид:

$$\Delta_{\{x,y\}} \leq \frac{\lambda_{\min}}{2}. \quad (3.8)$$

Приёмное устройство осуществляет одновременную фиксацию дискретных отсчётов сигналов двух пробников для каждой из двух измеряемых тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля с частотой дискретизации F_d , удовлетворяющей теореме Котельникова для максимальной частоты анализируемого диапазона F_{\max} :

$$F_d \geq 2 \cdot F_{\max}. \quad (3.9)$$

В качестве приёмного устройства может быть также использовано любое измерительное устройство, осуществляющее одновременную регистрацию двух временных реализаций сигнала в требуемой полосе анализа [57-61].

3.3 Расчет ЭМИ в различных точках пространства по результатам измерений тангенциальных компонент поля в ближней зоне

Результаты измерения компонент вектора напряжённости электрического или магнитного поля в ближней зоне ТС может эффективно использоваться для оценки ЭМИ в любой точке пространства. В литературе [9, 10, 28, 38] рассматривается два основных метода такого пересчёта: метод, основанный на теории спектра плоских волн и метод, основанный на определении параметров эквивалентной модели источника ЭМИ.

На рисунке 3.2 представлено схематичное представление этих двух методов.

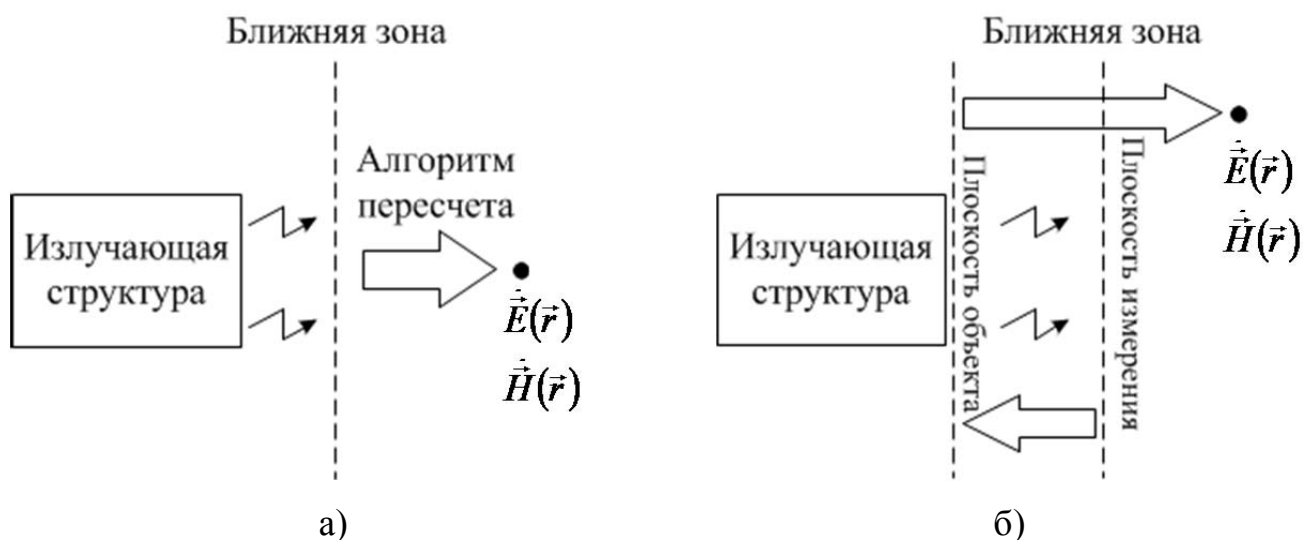


Рисунок 3.2 – Схема расчёта ЭМИ с использованием метода плоских волн (а) и метода эквивалентного моделирования источника (б).

В методе спектра плоских волн точки измерения рассматриваются как совокупность точечных источников плоских волн, суперпозиция которых в других точках пространства, располагающихся дальше плоскости измерения, определяет формируемое электромагнитное поле. Метод эквивалентного моделирования источников рассматривает измеренные компоненты электромагнитного поля в ближней зоне, как совокупность излучений элементарных диполей,

расположенных в узлах выбранной сетки в плоскости расположения исследуемого объекта и произвольно ориентированных в ней.

3.3.1 Метод спектра плоских волн

В рамках классической теории, широко представленной в литературе и реализованной в современных программно-измерительных комплексах, пересчёт результатов измерения из ближней зоны в дальнюю зону осуществляется с использованием метода спектра плоских волн (Plane Wave Spectrum) [38]. В рамках этой теории комплексная амплитуда каждой из компонент электромагнитного поля $\dot{U}(x, y, z) = \{\dot{E}, \dot{H}\}$ в каждой точке свободного пространства может рассматриваться как интерференция бесконечного числа плоских волн вида $\dot{v}(k_x, k_y) \cdot e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)}$, распространяющихся в различных направлениях:

$$\dot{U}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\infty} \dot{v}(k_x, k_y) \cdot e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y, \quad (3.10)$$

где

$$\begin{aligned} k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 &= k_0^2, \\ k_x &= k_0 \sin \theta \cos \varphi, \\ k_y &= k_0 \sin \theta \sin \varphi, \\ k_z &= k_0 \cos \theta, \end{aligned} \quad (3.11)$$

$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{2}$, $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ – угловые координаты точки с сферической системе.

Функцию $\dot{F}(k_x, k_y, z) = \dot{v}(k_x, k_y) \cdot e^{jk_z z}$ называют спектром плоских волн (СПВ), поскольку она связана с компонентами электромагнитного поля $\dot{U}(x, y, z)$ двумерным преобразованием Фурье по пространственным частотам k_x, k_y :

$$\dot{U}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\infty} \dot{F}(k_x, k_y, z) \cdot e^{j(k_x x + k_y y)} dk_x dk_y. \quad (3.12)$$

Тогда функция $\dot{F}(k_x, k_y, z)$ может быть определена как прямое преобразование Фурье функции $\dot{U}(x, y, z)$ по пространственным координатам x и y :

$$\dot{F}(k_x, k_y, z) = \iint_{\infty} \dot{U}(x, y, z) \cdot e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy. \quad (3.13)$$

Из выражений (3.10)-(3.13) следует, что поле в точке (x, y, z) связано с полем в точке (x, y, z_0) соотношением:

$$\dot{U}(x, y, z) = \dot{U}(x, y, z_0) \cdot e^{jk_z(z-z_0)}. \quad (3.14)$$

Выражение (3.14) справедливо только в том случае, если волна распространяется в направлении от точки (x, y, z_0) в точку (x, y, z) . Выражение (3.14) показывает, что рассмотренная методика может использоваться для расчёта поля в произвольной точке пространства по результатам измерения компонент электрического или магнитного поля в ближней зоне.

Рассмотрим процедуру определения электромагнитного поля по двум компонентам вектора напряжённости магнитного поля в плоскости ХОУ, расположенной над излучающим объектом [62, 63]. В этом случае, компоненты СПВ определяются выражением:

$$\dot{F}_{\{x,y\}}(k_x, k_y, z=0) = \iint_{\infty} \dot{H}_{\{x,y\}}(x, y, z=0) \cdot e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy. \quad (3.15)$$

Определим нормальную компоненту (z -компоненту) СПВ. В свободном пространстве в отсутствии сторонних токов уравнение Максвелла для дивергенции вектора напряжённости магнитного поля записывается в виде:

$$\nabla \cdot \dot{H} = \frac{\partial \dot{H}_x}{\partial x} + \frac{\partial \dot{H}_y}{\partial y} + \frac{\partial \dot{H}_z}{\partial z} = 0, \quad (3.16)$$

В области пространственных частот выражение (3.16) имеет вид:

$$k_x \cdot \dot{F}_x + k_y \cdot \dot{F}_y + k_z \cdot \dot{F}_z = 0. \quad (3.17)$$

Тогда нормальная компонента СПВ определяется в соответствии с выражением:

$$\dot{F}_z = -\frac{k_x \cdot \dot{F}_x + k_y \cdot \dot{F}_y}{k_z}. \quad (3.18)$$

Компоненты вектора напряжённости магнитного поля в точке $(x, y, z > 0)$ определяется выражением:

$$\dot{H}_{\{x,y,z\}}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\infty} \dot{F}_{\{x,y,z\}} \cdot e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y. \quad (3.19)$$

Для определения компонент электрического поля в плоскости $(x, y, z = 0)$ используется уравнение Максвелла о циркуляции магнитного поля [47], которое для свободного пространства имеет вид:

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}, \quad (3.20)$$

где ε – диэлектрическая проницаемость среды.

Выражение (3.20) может быть записано для СПВ электрического $G(k_x, k_y, z)$ и магнитного $F(k_x, k_y, z)$ полей в виде:

$$\nabla \times \vec{F} = \varepsilon \frac{\partial \vec{G}}{\partial t}. \quad (3.21)$$

В терминах комплексных амплитуд СПВ вектора напряжённости магнитного поля имеет вид:

$$\nabla \times \dot{\vec{F}} = -j\vec{k} \times \dot{\vec{F}}, \quad (3.22)$$

где $\vec{k} = (k_x, k_y, k_z)$ – вектор распространения электромагнитной волны.

Производная по времени от СПВ вектора напряжённости электрического поля в этом случае преобразуется к виду

$$\frac{\partial \dot{\vec{G}}}{\partial t} = j2\pi f \dot{\vec{G}}. \quad (3.23)$$

Тогда выражение (3.21) может быть представлено в следующей форме:

$$\dot{\vec{G}} = \frac{\vec{k} \times \dot{\vec{F}}}{2\pi f \varepsilon} \Rightarrow \begin{cases} \dot{G}_x = \frac{k_z \cdot \dot{F}_y - k_y \cdot \dot{F}_z}{2\pi f \varepsilon} \\ \dot{G}_y = \frac{k_x \cdot \dot{F}_z - k_z \cdot \dot{F}_x}{2\pi f \varepsilon} \\ \dot{G}_z = \frac{k_y \cdot \dot{F}_x - k_x \cdot \dot{F}_y}{2\pi f \varepsilon} \end{cases} \quad (3.24)$$

Тогда компоненты вектора напряжённости магнитного поля в точке $(x, y, z > 0)$ определяется выражением:

$$\dot{E}_{\{x,y,z\}}(x, y, z) = \frac{1}{4\pi^2} \iint_{\infty} \dot{G}_{\{x,y,z\}} \cdot e^{j(k_x x + k_y y + k_z z)} dk_x dk_y. \quad (3.25)$$

Рассмотренный подход широко используется в антенной технике для определения характеристик направленности излучения в дальней зоне, а также в для исследования на электромагнитную совместимость технических устройств и систем [8, 9, 64]. Однако, на практике рассмотренная методика расчёта излучения в дальней зоне по результатам измерений в ближней зоне имеет существенные недостатки [65].

Для точного расчёта СПВ, в соответствии с выражением (2.13) необходимо производить интегрирование в бесконечных пределах. Однако, на практике, измерения проводятся в конечном наборе точек, предполагая излучение в остальной области равным нулю. Это приводит к тому, что формирование картины излучения возможно только в ограниченном секторе углов азимута:

$$|\theta| \leq \theta_{\max}, \quad (3.26)$$

где θ_{\max} определяется геометрией взаимного расположения плоскости измерения и исследуемого объекта, как показано на рисунке 3.3.

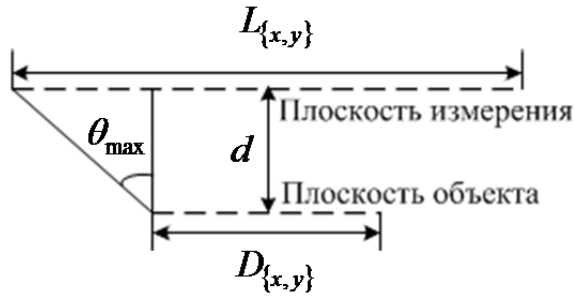


Рисунок 3.3 – Геометрия определения максимально допустимого угла θ_{\max} обеспечивающего возможность применения метода спектра плоских волн.

Из рисунка 3.3 следует, что максимальные угловые координаты по азимуту точки наблюдения, при которых обеспечивается приемлемая точность расчёта компонент электромагнитного поля, определяются соотношением:

$$\theta_{\max} = \arctg\left(\frac{L-D}{2 \cdot d}\right). \quad (3.27)$$

Таким образом, для формирования распределения электромагнитного поля излучения с высокой точностью в широком диапазоне угловых координат, необходимо большое количество точек измерения в плоскости, размеры которой должны существенно превышать размеры исследуемого объекта. С другой стороны, увеличения сектора углов можно достичь за счёт уменьшения расстояния между плоскостью измерения и излучающей структурой, однако это может привести к сильному взаимному влиянию пробника и объекта, что также скажется на точности результата.

3.3.2 Эквивалентное моделирование источника

Существенные недостатки метода СПВ могут быть устранены за счёт использования эквивалентной модели источника излучения. В этом случае, по результатам измерения компонент электрического или магнитного поля в плоскости измерения, определяются параметры модели, которые впоследствии используются для расчёта излучения в любой точке пространства с требуемой точностью.

В качестве такой модели, предлагается использовать простейшую дипольную модель, представленную на рисунке 2.18 [46]. В рамках такой модели струк-

тура рассматривается как совокупность элементарных электрических диполей, распределённых в узлах сетки, расположенной в плоскости объекта. Параметрами модели являются электрические дипольные моменты в каждой точке в плоскости объекта.

Для случая конечного числа дипольных моментов, расположенных в узлах сетки в плоскости объекта и конечного числа точек измерения, как показано на рисунке 3.4 выражение (2.26) может быть представлено в матричной форме:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_x \cdot \mathbf{p}_y &= \mathbf{H}_x, \\ \mathbf{A}_y \cdot \mathbf{p}_x &= \mathbf{H}_y, \\ \mathbf{A}_{zy} \cdot \mathbf{p}_y - \mathbf{A}_{zx} \cdot \mathbf{p}_x &= \mathbf{H}_z. \end{aligned} \quad (3.28)$$

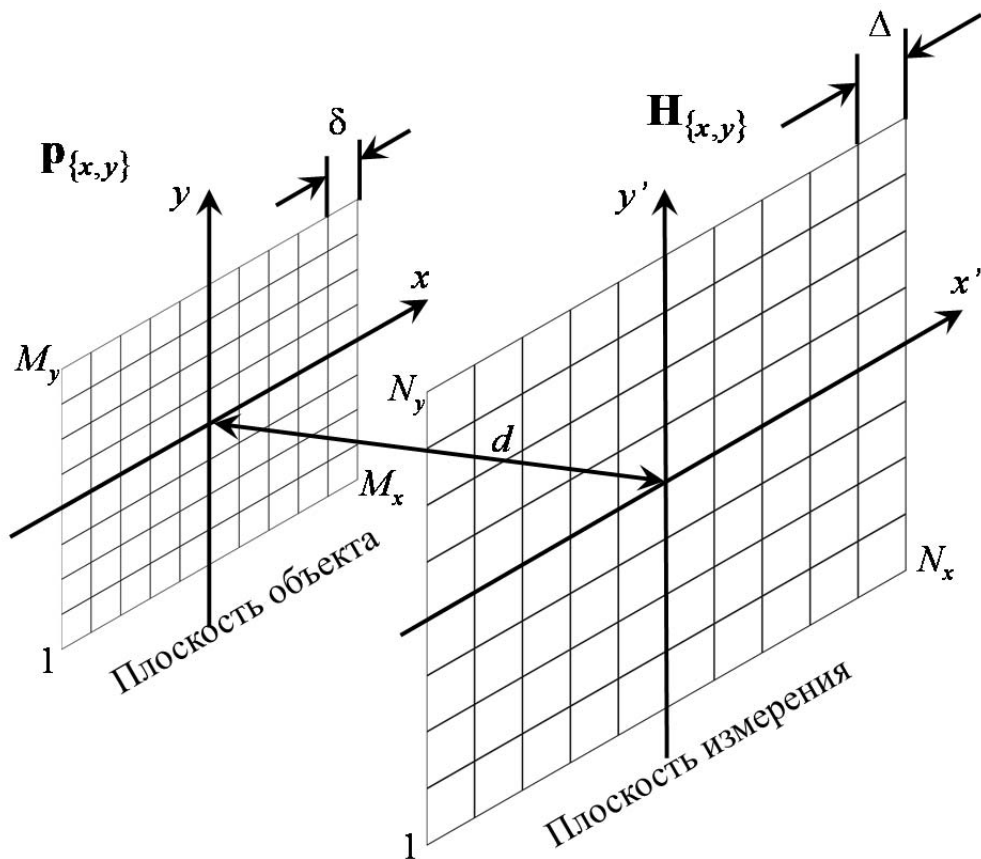


Рисунок 3.4 – Геометрия расположения плоскостей наблюдения и объекта для расчёта ЭМИ по методу эквивалентного моделирования источника.

Поскольку координаты диполей и точек измерения являются известными, для формирования дипольной модели необходимо определить только компоненты p_x и p_y всех диполей в плоскости объекта при известной матрице \mathbf{A} . Ком-

поненты \mathbf{p}_x и \mathbf{p}_y могут быть определены путём решения первых двух линейных матричных уравнений из (3.28):

$$\begin{aligned}\mathbf{p}_y &= \mathbf{A}_x^{-1} \mathbf{H}_x, \\ \mathbf{p}_x &= \mathbf{A}_y^{-1} \mathbf{H}_y.\end{aligned}\tag{3.29}$$

В случае если матрица $\mathbf{A}_{\{x,y\}}$ плохо обусловлена или не является квадратной, вместо прямого обращения может быть использована процедура псевдообращения Мура-Пенроуза:

$$\begin{aligned}\mathbf{p}_y &= \mathbf{A}_x^+ \mathbf{H}_x, \\ \mathbf{p}_x &= \mathbf{A}_y^+ \mathbf{H}_y.\end{aligned}\tag{3.30}$$

Из выражений (2.26) и (3.28) также следует, что для определения параметров модели электрических диполей в плоскости объекта достаточно двух тангенциальных компонент магнитного поля, определённых в плоскости, параллельной плоскости XOY и расположенной на расстоянии $d = z - z_0$.

Для расчёта компонент вектора напряжённости магнитного поля в произвольной точке пространства по известным \mathbf{p}_x и \mathbf{p}_y определяются элементы соответствующих матриц преобразования \mathbf{A}_x , \mathbf{A}_y , \mathbf{A}_{zx} , \mathbf{A}_{zy} и производятся вычисления по выражению (2.26).

Полученные компоненты p_x и p_y всех диполей в плоскости объекта могут также использоваться для локализации эффективных источников излучения, расположенных в произвольных точках плоскости объекта и полностью описывающих ЭМИ исследуемого объекта. Подробнее данная процедура будет рассмотрена в главе 4.

Недостатком этого метода является то, что шаг сканирования здесь определяется не длиной волны, как в методе спектра плоских волн, а требуемым разрешением сетки в плоскости объекта, что может привести к существенному увеличению количества измерений.

3.3.3 Сравнительный анализ метода спектра плоских волн и эквивалентного моделирования источника

Для сравнения рассмотренных методов расчёта ЭМИ в различных точках пространства по результатам измерения тангенциальных компонент поля в ближней зоне, было проведено моделирование излучения тонкого проводника длиной 20 см, расположенного вдоль оси y . Вектор напряжённости магнитного поля в ближней зоне для такой модели имеет только одну тангенциальную компоненту H_x . Результат расчёта компоненты H_x излучения на частоте 100 МГц на расстоянии 1 м по результатам компьютерного моделирования ближнего поля с шагом 1 см на высоте 3 см и 10 см от проводника представлены на рисунках 3.5 а) и 3.5 б) соответственно. Расчёт производился двумя рассмотренными методами: с использованием СПВ и путём эквивалентного моделирования источника.

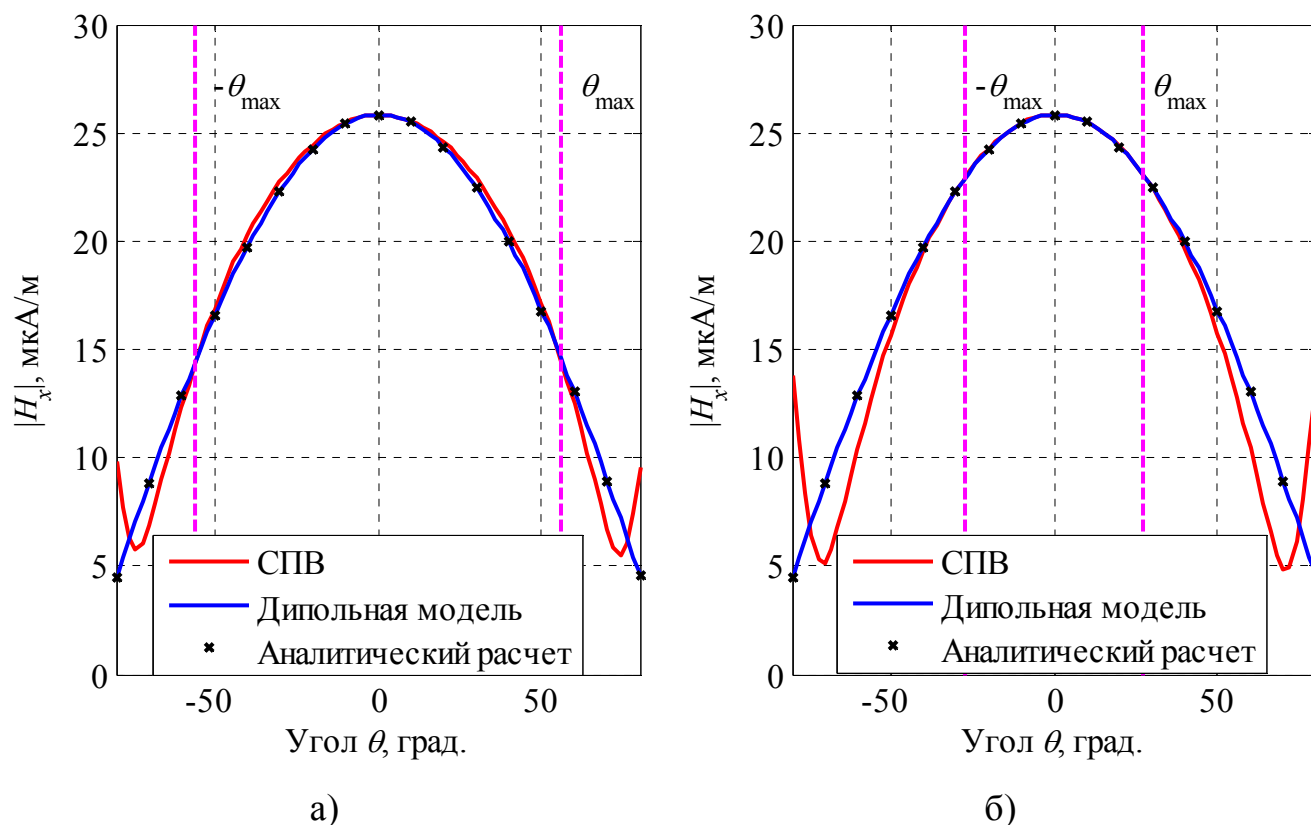


Рисунок 3.5 – Зависимость H_x от угла θ при $\varphi = 0$ на расстоянии 1 м, рассчитанная по модели ЭМИ в ближней зоне на расстоянии 3 см (а) и 10 см (б).

Полученные результаты подтверждают тот факт, что метод СПВ позволяет оценивать распределение компонент электромагнитного поля только в определённом секторе углов, определяющемся выражением (3.27). Метод эквивалентного моделирования источника обеспечивает точный результат в диапазоне углов $-90^0 \leq \theta \leq 90^0$, что позволяет использовать его для оценки параметров ЭМИ СВТ, характеристики направленности которого неизвестными и случайно распределёнными во всем диапазоне пространственных координат функциями.

3.3.4 Обобщение метода эквивалентного моделирования источника на стационарные стохастические ЭМИ

Рассмотренные выше методы могут быть использованы для исследования детерминированных ЭМИ, однако, как было показано ранее, информационные ПЭМИ технических устройств и систем носят в общем случае случайный характер.

Для случая анализа стохастического ЭМИ, оценка картины излучения по результатам измерения временных реализаций компонент вектора напряжённости магнитного или электрического поля может быть получена путём обобщения метода эквивалентного источника [46].

В рамках рассмотренной ранее распределённой дипольной модели, для описания электромагнитного поля, формируемого стационарными стохастическими источниками, может использоваться корреляционный спектр (3.6) сигналов, измеренных в $N_x \times N_y$ пространственных точках в области наблюдения. Сечение функции $B(r_n, r_m, f)$ на каждой частоте f может рассматриваться как матрица $\mathbf{W}(f)$, элементы которой определяются выражением:

$$\begin{aligned} W_{n,m}(f) &= B(r_n, r_m, f), \\ n &= 1, 2, \dots, N_x \cdot N_y, \quad m = 1, 2, \dots, N_x \cdot N_y. \end{aligned} \quad (3.31)$$

Для модели электрических диполей выражение (3.31) можно записать независимо для каждой из тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля на частоте f :

$$\begin{aligned} \mathbf{W}_{\{x,y\}} &= \langle \mathbf{H}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{H}_{\{x,y\}}^H \rangle = \\ &= \langle \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{p}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{p}_{\{x,y\}}^H \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H \rangle = \\ &= \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \langle \mathbf{p}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{p}_{\{x,y\}}^H \rangle \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H = \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{C}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{A}_{\{x,y\}}^H, \end{aligned} \quad (3.32)$$

где $\mathbf{H}_{\{x,y\}}$ – вектор размерности $(N_x \cdot N_y \times 1)$ состоящий из комплексных амплитуд H_x или H_y компоненты в каждой точке в области наблюдения, $()^H$ – эрмитово сопряжение, $\mathbf{C}_{\{x,y\}}$ – корреляционный спектр электрических дипольных моментов в плоскости объекта, который в этом случае может быть определён путём решения обратной задачи:

$$\mathbf{C}_{\{y,x\}} = \mathbf{A}_{\{x,y\}}^{-1} \cdot \mathbf{W}_{\{x,y\}} \cdot (\mathbf{A}_{\{x,y\}}^H)^{-1}. \quad (3.33)$$

Выражение (3.33) справедливо для случая, когда матрица \mathbf{A} является квадратной, т.е. когда количество точек измерения совпадает с количеством эквивалентных диполей в плоскости объекта. Если требуется большая точность восстановления, выражение (3.33) преобразуется к виду:

$$\mathbf{C}_{\{y,x\}} = \mathbf{A}_{\{x,y\}}^+ \cdot \mathbf{W}_{\{x,y\}} \cdot (\mathbf{A}_{\{x,y\}}^H)^+, \quad (3.34)$$

где $()^+$ – псевдообращение Мура-Пенроуза.

В предположении стационарности и эргодичности излучения матрица $\mathbf{W}(f)$ может быть сформирована путём последовательного сканирования и измерения сигналов в каждой паре точек (r_n, r_m) в плоскости наблюдения, где $n, m = 1, 2, \dots, N_x \cdot N_y$. Это упрощение снижает требования к измерительному оборудованию, однако приводит к существенному увеличению времени и вычислительных затрат. В некоторых случаях процедура двухточечного сканирования может быть упрощена путём измерения $H_{\{x,y\}}$ -компонент одновременно в одной фиксированной опорной точке r_0 и переменной точке r_n в плоскости наблюдения ($n = 1, 2, \dots, N_x \cdot N_y$) [46].

В этом случае матрица \mathbf{W} представляет собой вектор размерности $(N_x \cdot N_y \times 1)$, описываемый следующим линейным матричным уравнением:

$$\mathbf{W}_{\{x,y\}} = \langle \mathbf{H}_{\{x,y\}} \cdot H_{0\{x,y\}}^* \rangle = \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{C}_{\{y,x\}} \cdot \mathbf{a}_0^H, \quad (3.35)$$

где \mathbf{a}_0 – вектор-строка, элементы которого зависят от расстояния между опорной точкой r_0 и точками в плоскости объекта.

Уравнение (3.35) представляет собой линейное матричное уравнение:

$$\mathbf{A} \cdot \mathbf{b} = \mathbf{W}, \quad (3.36)$$

где вектор неизвестных \mathbf{b} определяется следующим соотношением:

$$\mathbf{b} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{a}_0^H = \mathbf{A}^+ \cdot \mathbf{W}. \quad (3.37)$$

Рассмотрим два различных типа источников в составе излучающей структуры, для которых может использоваться упрощение (3.35).

3.1.1.1. Некоррелированные источники

В случае некоррелированных источников в области объекта, матрица $\mathbf{C}_{\{x,y\}}$ преобразуется в диагональную матрицу с элементами:

$$C_{i,j} = c_i \cdot \delta_{i,j}, \quad (3.38)$$

где c_i – значение мощности i -го диполя на частоте f , $\delta_{i,j}$ – дельта-функция Кронекера. Тогда элементы вектора-столбца \mathbf{b} могут быть определены с помощью выражения:

$$b_i = a_{0_i} \cdot C_{i,i} = a_{0_i} \cdot c_i. \quad (3.39)$$

В этом случае, для определения ненулевых элементов матрицы \mathbf{C} , характеризующих мощность источников, необходимо решить матричное уравнение (3.35) и выполнить поэлементное деление полученного вектора \mathbf{b} на вектор \mathbf{a}_0^H .

Итоговая оценка вектора дипольных моментов определяется в соответствии с выражением:

$$\hat{p}_i = \sqrt{c_i}. \quad (3.40)$$

Примером некоррелированных источников может являться совокупность тепловых шумов элементов устройства.

3.1.1.2. Распределённый источник

Рассмотрим ситуацию, когда на частоте f излучение исследуемого устройства формируется одним источником, распределённым в области объекта. К этому случаю также относится ситуация, когда один источник формирует случайный сигнал, который линейно преобразуется в других элементах структуры и излучается ими в пространство. Тогда выражение (3.35) может быть записано в виде [46]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{A} \cdot c_0 \cdot \mathbf{k} \cdot \mathbf{k}^H \cdot \mathbf{a}_0^H = \mathbf{A} \cdot \sqrt{c_0} \cdot \mathbf{k} \cdot g, \quad (3.41)$$

где c_0 – мощность основного опорного источника (диполя) (значение спектра мощности на частоте f), $\mathbf{k} : k_j = \alpha_j e^{-j2\pi f \tau_j}$, $j = 1, 2, \dots, M_x \cdot M_y$ – детерминированный комплексный вектор, определяющий фазовые задержки между опорным источником и другими диполями в плоскости объекта на частоте f , а также затухание по мощности между ними, g – комплексная константа, являющаяся результатом скалярного произведения векторов \mathbf{k} и \mathbf{a}_0 с коэффициентом $\sqrt{c_0}$:

$$g = \sqrt{c_0} \cdot \mathbf{k}^H \cdot \mathbf{a}_0^H. \quad (3.42)$$

Тогда взвешенная оценка вектора дипольных моментов может быть определена следующим образом:

$$\hat{\mathbf{p}}_w = \sqrt{c_0} \cdot \mathbf{k} \cdot g = \mathbf{A}^+ \mathbf{W}. \quad (3.43)$$

Значение модуля g может быть найдено путём подстановки полученной оценки $\hat{\mathbf{p}}_w$ в исходное выражение (3.35):

$$\hat{\mathbf{W}} = \mathbf{A} \cdot c_0 \cdot \mathbf{k} \cdot g \cdot \mathbf{k}^H \cdot g^* \cdot \mathbf{a}_0^H = |g|^2 \cdot \mathbf{W}. \quad (3.44)$$

Итоговая оценка вектора дипольных моментов определяется в соответствии с выражением:

$$\hat{\mathbf{p}} = \frac{\hat{\mathbf{p}}_w}{|g|}. \quad (3.45)$$

Для оценки распределения излучения в произвольных точках пространства определяются соответствующие матрицы преобразования \mathbf{A}_x , \mathbf{A}_y , \mathbf{A}_{zx} , \mathbf{A}_{zy} и

с использованием полученной оценки вектора дипольных моментов в плоскости объекта $\hat{\mathbf{r}}$ производятся вычисления компонент вектора напряжённости магнитного поля по выражению (3.28). Компоненты вектора напряжённости электрического поля определяются на основании уравнения связи (3.3).

Также результат оценки вектора дипольных моментов $\hat{\mathbf{r}}$ на частоте f может быть использован для оценки параметров $(\tau_j, \Delta\vec{l}_j)$ распределённой дипольной модели, характеризующей данный распределённый источник и его ЭМИ во всем диапазоне частот для любого сигнала, формирующего излучение в соответствии с выражением (2.27).

Предложенная процедура оценки параметров эквивалентной модели источника разработана в предположении, что ЭМИ на анализируемой частоте f формируется одним распределённым источником сигнала. На практике, в спектре излучения ТС такие частоты для каждого источника ПЭМИ можно сформировать путём использования специального тестового режима его работы.

Рассмотренная модель может быть использована для описания излучения широкого класса распределённых источников в составе сложных устройств, например, антенн бегущей волны, формируемых проводами или проводниками печатных плат, кабелей и контактных площадок.

3.4 Выводы по главе 3

В главе рассмотрены подходы к описанию ЭМИ ТС в ближней зоне. Представлены методы описания детерминированных ЭМИ, а также рассмотрены характеристики стационарного стохастического излучения, характерного для ПЭМИ СВТ. В главе показано, что стационарные стохастические ЭМИ ТС характеризуются своими корреляционными характеристиками, для определения оценок которых используются временные реализации принимаемых сигналов. В связи с этим предложена концепция построения системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне, основанная на двухточечном сканировании вре-

менных реализаций сигналов компонент электромагнитного поля в плоскости, параллельной плоскости расположения исследуемого объекта.

Также в главе рассмотрено два метода пересчёта компонент электромагнитного поля из ближней зоны в любую точку пространства: метод спектра плоских волн и метод эквивалентного моделирования источника. Рассматриваются основные достоинства и недостатки этих методов. Представленные теоретические результаты, а также результаты моделирования показывают, что метод спектра плоских волн, может использоваться для определения характеристик направленных систем, например, антенн, поскольку обеспечивает высокую точность только в ограниченном секторе углов на определённой частоте. Поскольку направленные свойства ПЭМИ СВТ априорно неизвестны, для их исследования предложено использование метода эквивалентного моделирования источника, который позволяет проводить анализ излучения в широком диапазоне частот и пространственных координат.

В главе предложено обобщение метода эквивалентного моделирования источника на случай исследования характеристик стационарного стохастического ЭМИ, формируемого как большим количеством некоррелированных источников, так и одним распределённым источником случайного излучения. Показано, что во втором случае формируемое по результатам сканирования ближнего поля распределение дипольных моментов может использоваться как для непосредственного расчёта характеристик ПЭМИ в различных точках пространства на определённой частоте в текущем режиме работы СВТ, так и для определения параметров дипольной модели распределённого источника, определяющих для заданного тока на его поверхности весь спектр его ЭМИ.

Глава 4. Алгоритм обработки ЭМИ СВТ в ближней зоне

4.1 Алгоритм локализации источников ПЭМИ СВТ

Локализацию источников стохастического электромагнитного излучения предлагается проводить на основе обработки дискретных сигналов, полученных одновременно в одной из $N_x \times N_y$ точек в плоскости измерения, расположенной в ближней зоне излучения исследуемого объекта, и фиксированной опорной точке [46, 54, 55, 66-71] с использованием измерительной системы, описанной в разделе 3.2. Локализация источников заключается в определении параметров распределённой дипольной модели СВТ, рассмотренной в предыдущем разделе, а также дополнительном определении параметров эффективных источников ПЭМИ. Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рисунке 4.1.



Рисунок 4.1 – Алгоритм локализации источников.

Рассмотрим основные этапы предлагаемого алгоритма более подробно.

4.1.1 Оценка корреляционного спектра

Как было показано ранее, ПЭМИ СВТ в общем случае имеет случайных характер и может быть описано в терминах корреляционного спектра в соответствии с выражением (3.6).

В соответствии с предлагаемой концепцией построения измерительной системы исходными данными являются результаты измерения N дискретных отсчётов с периодом T временных реализаций сигналов двух тангенциальных компонент магнитного поля в ближней зоне одновременно в двух точках: текущей точке в сетке измерения \mathbf{s} и опорной точке \mathbf{s}_0 , в качестве характеристики излучения может использоваться взаимно-корреляционный спектр (ВКС). Оценка ВКС может быть получена по измеренным отсчётам цифрового сигнала с использованием периодограммы Уэлча [72], которая представляет собой результат усреднения спектров перекрывающихся сегментов исходного сигнала, взвешенных оконной функцией. Величина перекрытия определяется типом используемой весовой функции и составляет 25% – 75% от длительности окна. Период дискретизации выбирается исходя условия удовлетворения теоремы Котельникова для максимальной частоты анализа F_{\max} :

$$F_{\max} \leq \frac{1}{2 \cdot T}. \quad (4.1)$$

Для формирования оценки ВКС для каждой n -ой точки измерения с использованием периодограммы Уэлча вектора измеренных сигналов в обоих каналах приёмного устройства \mathbf{s} и \mathbf{s}_0 длительностью N отсчётов разбиваются на Q сегментов по D отсчётов в каждом со сдвигом L отсчётов между соседними сегментами. Сигналы в каждом q -м сегменте, взвешенные дискретной оконной функцией $w[i]$: $i = 1, 2, \dots, D$, определяются выражением [73]:

$$\begin{aligned} s^{(q)}[i] &= w[i] \cdot s[i + q \cdot L], \\ s_0^{(q)}[i] &= w[i] \cdot s_0[i + q \cdot L], \\ q &= 0, 1, \dots, Q - 1. \end{aligned} \quad (4.2)$$

Для определения спектра каждого q -го сегмента сигнала в каждом канале используется дискретное преобразование Фурье:

$$\begin{aligned} \dot{S}^{(q)}[m] &= \frac{1}{D \cdot T} \sum_{i=0}^{D-1} s^{(q)}[i] \cdot \exp(-j2\pi f_m i T_0), \\ \dot{S}_0^{(q)}[m] &= \frac{1}{D \cdot T} \sum_{i=0}^{D-1} s_0^{(q)}[i] \cdot \exp(-j2\pi f_m i T_0), \end{aligned} \quad (4.3)$$

где $S_n^{(q)}[m]$, $S_0^{(q)}[m]$ – отсчёты спектра сигналов в двух каналах на частотах $f_m = \frac{m}{D \cdot T}$, $m = 1, 2, \dots, \frac{D}{2}$. Периодограммная оценка ВКС для каждой n -ой точки в плоскости сканирования определяется в соответствии с выражением [73]:

$$\begin{aligned} \dot{B}_0[m] &= \frac{1}{Q \cdot U} \sum_{q=0}^{Q-1} \dot{S}^{(q)}[m] \cdot \dot{S}_0^{*(q)}[m], \\ U &= \sum_{i=0}^{D-1} w^2[i] \end{aligned} \quad , \quad (4.4)$$

Представленная процедура оценки значения ВКС проводится для всех $N_x \times N_y$ точек сканирования.

Для формирования непосредственной оценки взаимно-корреляционного спектра каждой из тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в текущей точке сканирования и опорной точке необходимо произвести учёт антенных факторов измерительных пробников:

$$\mathbf{B} = \mathbf{B}_0 \cdot PF(f_m) \cdot PF_0(f_m), \quad (4.5)$$

где $PF(f_m)$ и $PF_0(f_m)$ значения антенного фактора на частоте f_m для сканирующего и опорного пробников соответственно, представленные в их технической документации.

В результате на данном этапе формируется пространственно-частотная матрица \mathbf{M}_w размерности $(N_x \cdot N_y \times D/2)$, строками которой являются вектора $\mathbf{W}_{\{x,y\}}$ размерности $(N_x \cdot N_y \times 1)$, определяющие значения ВКС сигналов на входе приёмника во всех точках сканирования на каждой частоте f_m в полосе анализа для двух тангенциальных компонент напряжённости магнитного поля.

4.1.2 Определение параметров распределённой дипольной модели в плоскости объекта

На данном этапе для каждой частоты f_m для известных параметров измерений (шага сканирования, расстояния между плоскостями, шага расположения эквивалентных диполей в плоскости объекта) в соответствии с (2.26) формируются матрицы преобразования $\mathbf{A}_{\{x,y\}}$ размерности $(N_x \cdot N_y \times M_x \cdot M_y)$ и вектора преобразования $\mathbf{a}_{\{x,y\}}$ размерности $(1 \times M_x \cdot M_y)$ элементы которых определяются в соответствии с выражениями:

$$\begin{aligned}
 A_{x(i,j)} &= j2\pi f_m \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} r_{ij}}}{4\pi r_{ij}} \left(\frac{j2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} + \frac{1}{r_{ij}} \right) \cdot d, \\
 A_{y(i,j)} &= -j2\pi f_m \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} r_{ij}}}{4\pi r_{ij}} \left(\frac{j2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} + \frac{1}{r_{ij}} \right) \cdot d, \\
 a_x^j &= j2\pi f_m \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} r_{0j}}}{4\pi r_{0j}} \left(\frac{j2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} + \frac{1}{r_{0j}} \right) \cdot d, \\
 a_y^j &= -j2\pi f_m \cdot \frac{e^{-j\frac{2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} r_{0j}}}{4\pi r_{0j}} \left(\frac{j2\pi f_m}{3 \cdot 10^8} + \frac{1}{r_{0j}} \right) \cdot d,
 \end{aligned} \tag{4.6}$$

где $i = 1, 2, \dots, N_x \cdot N_y$ – номер точки в плоскости измерения, $j = 1, 2, \dots, M_x \cdot M_y$ – номер точки в плоскости объекта, r_{ij} – расстояние между i -ой точкой в плоскости измерения и j -ой точкой в плоскости объекта, r_{0j} – расстояние между точкой расположения опорного пробника и j -ой точкой в плоскости объекта, d – расстояние между плоскостями.

Рассчитанные элементы в соответствии с (3.36) используются для решения линейного матричного уравнения вида:

$$\mathbf{W}_{\{x,y\}} = \mathbf{A}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{b}_{\{y,x\}}. \tag{4.7}$$

Решение уравнения (4.7) определяется на каждой частоте f_m , в соответствии с принятым предположением о характере взаимной корреляции источников в составе объекта [46].

Поскольку в присутствии шумов наблюдения и несоответствии количества точек измерения количеству точек в области объекта система линейных матричных уравнений (4.7) является переопределённой и плохо обусловленной, для нахождения её устойчивого решения предлагается использовать процедуру регуляризации по Тихонову [74, 75]. В рамках данного метода регуляризованное решение \mathbf{b}_λ определяется из следующего выражения:

$$\mathbf{b}_\lambda = \arg \left[\min_{\mathbf{b}} \left\{ \|\mathbf{A} \cdot \mathbf{b} - \mathbf{W}\|_2^2 + \lambda^2 \|\mathbf{L}(\mathbf{b} - \mathbf{b}_0)\|_2^2 \right\} \right] \quad (4.8)$$

где \mathbf{L} – регуляризирующий оператор, который в простейшем случае выбирается равным единичной матрице \mathbf{I} ; \mathbf{b}_0 – начальное приближение решение, которое в большинстве случаев в отсутствии априорной информации может быть выбрано равным $\mathbf{0}$; λ – параметр регуляризации, определяемый с помощью специальных критериев; $\|\cdot\|_2$ – Евклидова норма, которая для векторной величины \mathbf{x} определяется выражением:

$$\|\mathbf{x}\|_2 = \sqrt{\sum_i |x_i|^2}. \quad (4.9)$$

В выражении первое слагаемое определяет ошибку решения, а второе является стабилизирующим функционалом.

При заданном значении λ решение уравнения (4.8) имеет вид [75]:

$$\mathbf{b}_\lambda = (\mathbf{A}^H \mathbf{A} + \lambda^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{A}^H \cdot \mathbf{W}. \quad (4.10)$$

Определим решение уравнения (4.8) через параметры сингулярного разложения матрицы \mathbf{A} :

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H, \\ \mathbf{b}_\lambda &= (\mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H \mathbf{U} \mathbf{\Sigma} \mathbf{V}^H + \lambda^2 \mathbf{V} \mathbf{I} \mathbf{V}^H)^{-1} \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{W} = \\ &= \mathbf{V} (\mathbf{\Sigma}^H \mathbf{\Sigma} + \lambda^2 \mathbf{I}) \mathbf{\Sigma}^H \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{W} = \mathbf{V} \mathbf{\Sigma}_\lambda^H \mathbf{U}^H \cdot \mathbf{W}, \end{aligned} \quad (4.11)$$

где \mathbf{U} , \mathbf{V} – матрицы левых и правых сингулярных векторов соответственно, $\mathbf{\Sigma} = \text{diag}\{\sigma_1, \sigma_2, \dots, \sigma_n, \dots\}$ – диагональная матрица сингулярных чисел σ_n , $\mathbf{\Sigma}_\lambda$ – регуляризованная диагональная матрица сингулярных чисел, элементы которой определяются выражением:

$$\Sigma_{\lambda}^H = \text{diag} \left\{ \frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2 + \lambda^2} \cdot \frac{1}{\sigma_n} \right\}. \quad (4.12)$$

Таким образом, регуляризация по Тихонову заключается в взвешивании сингулярных чисел матрицы \mathbf{A}^H весовой функцией вида:

$$\psi_n = \frac{\sigma_n^2}{\sigma_n^2 + \lambda^2} \approx \begin{cases} 1, & \sigma_n \gg \lambda \\ \frac{\sigma_n^2}{\lambda^2}, & \sigma_n \ll \lambda \end{cases}. \quad (4.13)$$

Параметр регуляризации λ в отсутствии априорной информации о шумах наблюдения может быть определён с помощью метода L -кривой [76], в рамках которого производится поиск точки максимальной кривизны зависимости $(\log\|\mathbf{A}\mathbf{b}_{\lambda} - \mathbf{W}\|_2, \log\|\mathbf{b}_{\lambda}\|_2)$. Таким образом, данный метод позволяет определить λ , обеспечивающий оптимальное соотношение между нормой решения, определяющей его точность, и его устойчивостью. В результате применения процедуры регуляризации на каждой частоте f_m формируются векторы $\mathbf{b}_{\{x,y\}}$ для двух тангенциальных компонент измеряемого ЭМИ, которые пересчитываются в оценки тангенциальных компонент дипольных моментов $\hat{\mathbf{p}}_x$ и $\hat{\mathbf{p}}_y$ в каждой точке сетки в области объекта. Полученные оценки используются для формирования векторного распределения дипольных моментов $\vec{\hat{\mathbf{P}}}$ путём преобразования векторов $\hat{\mathbf{p}}_{\{x,y\}}$ размерности $(M_x \cdot M_y \times 1)$ в матрицы $\hat{\mathbf{P}}_{\{x,y\}}$ размерности $(M_x \times M_y)$. Полученное распределение дипольных моментов характеризует эквивалентные источники излучения на поверхности исследуемого ТС на каждой частоте исследуемого диапазона.

В предположении, что ПЭМИ исследуемого объекта на частоте f_m создаётся одним распределённым источником в области объекта, компоненты вектора $\vec{\hat{\mathbf{p}}}$ могут быть выражены через параметры распределённой дипольной модели (2.27) следующим образом:

$$\dot{\hat{\mathbf{p}}}_j = \frac{\bar{I} \cdot e^{-j2\pi f_m \tau_j} \cdot \Delta \vec{I}_j}{j2\pi f_m}, \quad (4.14)$$

где \bar{I} – среднеквадратическое значение тока в опорном элементе на частоте f_m . Таким образом, для определения параметров распределённой дипольной модели необходимо выполнить следующие действия:

$$\begin{aligned}\tau_j &= -\frac{\arg\left(j2\pi f_m \dot{\hat{p}}_j\right)}{2\pi f_m}, \\ \Delta l_{x_j} &= \frac{\left|j2\pi f_m \dot{\hat{p}}_{x_j}\right|}{\bar{I}}, \\ \Delta l_{y_j} &= \frac{\left|j2\pi f_m \dot{\hat{p}}_{y_j}\right|}{\bar{I}}.\end{aligned}\quad (4.15)$$

В отсутствии априорной информации об источнике тока, формирующего ЭМИ, оценку вектора $\Delta \vec{l}_j$ можно произвести из условия, что максимальный размер диполя равен шагу сетки в области объекта δ :

$$\begin{aligned}\Delta l_{x_j} &= \frac{\left|\dot{\hat{p}}_{x_j}\right| \cdot \delta}{\max_j \left\{\dot{\hat{p}}_{x_j}\right\}}, \\ \Delta l_{y_j} &= \frac{\left|\dot{\hat{p}}_{y_j}\right| \cdot \delta}{\max_j \left\{\dot{\hat{p}}_{y_j}\right\}}.\end{aligned}\quad (4.16)$$

Полученные параметры распределённой дипольной модели могут быть использованы для расчёта пространственно-частотных характеристик ПЭМИ исследуемого СВТ для любого сигнала, формирующего излучение, в соответствии с выражением (2.27).

4.1.3 Параметрическая идентификация

Поскольку в реальных условиях источники ПЭМИ СВТ не распределены равномерно во всей плоскости объекта, а сосредоточены в определённых областях, ПЭМИ объекта может рассматриваться как суперпозиция излучений эффективных источников, количество которых K существенно меньше числа элементарных диполей в распределённой дипольной модели: $K \ll M_x \cdot M_y$. Параметры таких эффективных источников (количество, координаты в плоскости

объекта и интенсивность) могут быть определены с использованием процедуры параметрической идентификации, предложенной ранее в работах [77-82].

Исходными данными для определения координат эффективных источников ЭМИ источников является тангенциальная компонента векторного распределения дипольных моментов $\hat{\mathbf{P}}_{\text{танг}}$ в плоскости объекта на частоте f_m , которая в предположении ограниченного числа источников может быть представлена в виде:

$$\begin{aligned} \dot{g}[i, j] = \hat{\mathbf{P}}_{\text{танг}} &= \sum_{k=1}^K \dot{\alpha}_{0k} \cdot \delta(x_i - x_{0k}, y_i - y_{0k}) + \eta[i, j], \\ i = 1, 2, \dots, M_x; \quad j &= 1, 2, \dots, M_y, \end{aligned} \quad (4.17)$$

где K – порядок модели (число эффективных источников); $\dot{\alpha}_{0k}$ – комплексная амплитуда k -го источника излучения; (x_{0k}, y_{0k}) – координаты k -го источника излучения, $\eta[i, j]$ – двумерный гауссовский шум.

Дискретное преобразование Фурье выражения (4.17) имеет вид:

$$\begin{aligned} \dot{G}[m, n] &= \sum_{k=1}^K \dot{\alpha}_{0k} \cdot e^{-j \frac{2\pi x_{0k} m}{D_x}} \cdot e^{-j \frac{2\pi y_{0k} n}{D_y}} + \dot{N}[m, n], \\ m = 1, 2, \dots, M_x; \quad n &= 1, 2, \dots, M_y, \end{aligned} \quad (4.18)$$

где $\dot{N}[m, n]$ – комплексный двумерный гауссовский шум с дисперсией σ^2 .

Выражение (4.18) может быть записано в упрощённой форме:

$$\begin{aligned} \dot{G}[m, n] &= \sum_{k=1}^K \dot{\alpha}_{0k} \cdot \dot{z}_{x_k}^m \cdot \dot{z}_{y_k}^n + \dot{N}[m, n], \\ \dot{z}_{x_k} &= e^{-j \frac{2\pi x_{0k}}{D_x}} \quad \dot{z}_{y_k} = e^{-j \frac{2\pi y_{0k}}{D_y}}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Задавшись моделью сигнала, рассмотрим методы определения её порядка. В настоящее время существует большое количество методов определения порядка модели. Часть из них основана на информационных критериях, таких как информационный критерий Акаике, критерий Шварца (минимальной длины описания), Байесовский информационный критерий и т.д. [83] Подробное исследование информационных критериев определения порядка модели было

проведено в работах [84, 85]. В общем виде информационный критерий можно записать следующим образом [86, 87]:

$$IC(k) = -2 \ln(\max L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) + r(k) \cdot q(k), \quad (4.20)$$

где $\max L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})$ – максимум функции правдоподобия по вектору оцениваемых параметров $\hat{\Theta}$; \mathbf{D} – матрица данных, k – текущее значение порядка модели, $q(k)$ – число независимых оцениваемых параметров, $r(k)$ – функция штрафа.

Оценка порядка модели производится исходя из условия:

$$K = \arg(\min(IC(k))). \quad (4.21)$$

Процедура формирования матрицы данных для модели двумерного сигнала (4.19) производится в два этапа. На первом этапе формируются матрицы Ханкеля для каждой m -го функции $\dot{G}[m, n]$:

$$\mathbf{D}_m = \begin{pmatrix} \dot{G}[m, 0] & \dot{G}[m, 1] & \cdots & \dot{G}[m, M_y - J] \\ \dot{G}[m, 1] & \dot{G}[m, 2] & \cdots & \dot{G}[m, M_y - J + 1] \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \dot{G}[m, J - 1] & \dot{G}[m, J] & \cdots & \dot{G}[m, M_y - 1] \end{pmatrix}, J \leq \frac{M_y}{2} \quad (4.22)$$

Далее из этих матриц формируется блочная матрица, являющаяся обобщённой матрицей Ханкеля для двумерного сигнала.

$$\mathbf{D} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_0 & \mathbf{D}_1 & \cdots & \mathbf{D}_{M_x - L} \\ \mathbf{D}_1 & \mathbf{D}_2 & \cdots & \mathbf{D}_{M_x - L + 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{D}_{L-1} & \mathbf{D}_L & \cdots & \mathbf{D}_{M_x - 1} \end{pmatrix}, L \leq \frac{M_x}{2}, \quad (4.23)$$

Сформированная в результате матрица данных \mathbf{D} имеет размерность $L \cdot J \times (M_x - J + 1) \cdot (M_y - L + 1) = M_D \times N_D$.

На основании результатов ранее проведённых исследований [84, 85], в работе для оценка порядка модели (4.19) предлагается использовать информационный критерий Акаике (AIC) [88] и критерий минимальной длины описания (MDL) [89]. Для этих критериев выражение (4.20) принимает вид:

$$\begin{aligned} \text{AIC}(k) &= -2 \ln(\max L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) + 2 \cdot q(k), \\ \text{MDL}(k) &= -2 \ln(\max L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) + \ln(N_D) \cdot q(k). \end{aligned} \quad (4.24)$$

Рассмотрим случай, когда вектор оцениваемых параметров $\hat{\Theta}$ состоит из собственных векторов Q_k и собственных чисел λ_k корреляционной матрицы данных $\mathbf{R} = \mathbf{D} \cdot \mathbf{D}^H$:

$$\hat{\Theta}^{(k)} = (\lambda_1, \dots, \lambda_k, \sigma^2, Q_1^T, \dots, Q_k^T)^T. \quad (4.25)$$

Собственные числа корреляционной матрицы данных в рамках принятой модели можно разделить на сигнальные и шумовые, при этом будет выполняться условие:

$$\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_K \geq \lambda_{K+1} = \lambda_{K+2} = \dots = \sigma^2. \quad (4.26)$$

В этом случае функцию правдоподобия можно записать в виде произведения N_D функций правдоподобия n -ого вектора матрицы данных $\mathbf{d}^n = \mathbf{D}(1:M_D, n)$, $n = 1:N_D$:

$$\begin{aligned} L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta}) &= \prod_{n=1}^{N_D} \frac{1}{(2\pi)^{N_D} \det(\mathbf{R}^{(k)})} \exp\left(-\mathbf{d}^{n+} [\mathbf{R}^{(k)}]^{-1} \mathbf{d}^n\right), \\ \ln(L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) &= -N_D \ln(\det(\mathbf{R}^{(k)})) - \text{tr}([\mathbf{R}^{(k)}]^{-1} \hat{\mathbf{R}}), \end{aligned} \quad (4.27)$$

где $\text{tr}()$ – след матрицы; м. Для $k = K$ выполняются следующие соотношения:

$$\begin{aligned} \mathbf{R}^{(K)} &= \hat{\mathbf{R}}, \\ \text{tr}([\mathbf{R}^{(K)}]^{-1} \hat{\mathbf{R}}) &= M_D. \end{aligned} \quad (4.28)$$

Оценки максимального правдоподобия для элементов вектора $\hat{\Theta}$ могут быть определены через собственные числа l_i и собственные векторы C_i матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ следующим образом [89]:

$$\hat{\lambda}_i = l_i, i = 1:k; \quad \hat{\sigma}^2 = \frac{1}{M_D - k} \sum_{i=k+1}^{M_D} l_i; \quad \hat{Q}_i = C_i, i = 1:M_D. \quad (4.29)$$

В итоге можно получить [84, 85]:

$$\max \left\{ \ln(L_k(\mathbf{D}, \hat{\Theta})) \right\} = N_D \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{M_D} l_i}{\left(\frac{1}{M_D - k} \sum_{i=k+1}^{M_D} l_i \right)^{M_D - k}} \right) = \quad (4.30)$$

$$= N_D \ln \left(\frac{\prod_{i=k+1}^{M_D} l_i^{1/(M_D - k)}}{\frac{1}{M_D - k} \sum_{i=k+1}^{M_D} l_i} \right)^{K-p} = N_D (M_D - k) \ln \frac{\Gamma(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})}{\mathbf{A}(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})},$$

где $\Gamma()$, $\mathbf{A}()$ – операции определения среднего геометрического и среднего арифметического соответственно.

Число независимых оцениваемых параметров согласно [89] $q(k) = k(2M_D - k) + 1$.

Таким образом, оценка порядка модели с использованием информационных критериев может производиться на основании собственных чисел оценки корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{R}}$ по матрице данных \mathbf{D} .

$$\begin{aligned} \hat{K}_{\text{AIC}} &= \arg \left\{ \min \left[-2N_D (M_D - k) \ln \frac{\Gamma(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})}{\mathbf{A}(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})} + 2(k(2M_D - k) + 1) \right] \right\}, \\ \hat{K}_{\text{MDL}} &= \arg \left\{ \min \left[-2N_D (M_D - k) \ln \frac{\Gamma(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})}{\mathbf{A}(l_{k+1}, \dots, l_{M_D})} + \ln N_D \cdot (k(2M_D - k) + 1) \right] \right\}. \end{aligned} \quad (4.31)$$

После определения порядка модели (4.19) на заключительном этапе параметрической обработки производится оценивание параметров эффективных источников.

В работе предлагается проводить двумерное параметрическое оценивание с использованием метода матричных пучков (Matrix Pencil) [16, 21, 79]. В рамках этого метода сингулярное разложение матрицы данных \mathbf{D} рассматривается в виде суммы сигнальной и шумовой составляющих:

$$\mathbf{D} = \mathbf{U} \Sigma \mathbf{V}^H = \mathbf{U}_s \Sigma_s \mathbf{V}_s^H + \mathbf{U}_n \Sigma_n \mathbf{V}_n^H, \quad (4.32)$$

где Σ_s – сигнальные сингулярные числа, \mathbf{U}_s и \mathbf{V}_s – соответствующие им левые и правые векторы; Σ_n – шумовые сингулярные числа, \mathbf{U}_n и \mathbf{V}_n – соответствующие им левые и правые векторы.

Диагональная матрица Σ_s имеет размерность $M_D \times M_D$ и содержит первые K сингулярных чисел матрицы Σ . Матрица Σ_n на своей главной диагонали имеет первые K нулей и повторяет диагональ матрицы Σ начиная с $K+1$ элемента.

Матрица \mathbf{U}_s , используется для формирования двух вспомогательных матриц:

\mathbf{U}_1 – путём удаления последних L строк из матрицы \mathbf{U}_s ;

\mathbf{U}_2 – путём удаления первых L строк из матрицы \mathbf{U}_s ;

Из этих матриц формируется матричный пучок:

$$\mathbf{M} = \mathbf{U}_2 - \lambda \cdot \mathbf{U}_1. \quad (4.33)$$

В соответствии с [90] вектор параметров \mathbf{z}_x определяется в виде обобщённых собственных чисел пары матриц \mathbf{U}_1 и \mathbf{U}_2 или как собственные числа матрицы $\mathbf{U}_1^+ \mathbf{U}_2$:

$$\begin{aligned} \mathbf{U}_1^+ \mathbf{U}_2 &= \mathbf{Q} \mathbf{Z}_x \mathbf{Q}^{-1}; \\ \mathbf{z}_x &= \text{diag}(\mathbf{Z}_x). \end{aligned} \quad (4.34)$$

Матрица собственных векторов \mathbf{Q} используется для определения вектора параметров \mathbf{z}_y , чтобы устранить неоднозначность определения координат на плоскости.

Для определения вторых координат эффективных источников необходимо сформировать матрицу вида:

$$\mathbf{U}_{sP} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{U}_s, \quad (4.35)$$

где

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h^T(1) \\ h^T(1+J) \\ \dots \\ h^T(1+(L-1)\cdot J) \\ h^T(2) \\ h^T(2+J) \\ \dots \\ h^T(2+(L-1)\cdot J) \\ \dots \\ \dots \\ h^T(J) \\ h^T(J+J) \\ \dots \\ h^T(J+(L-1)J) \end{bmatrix}, \quad (4.36)$$

$h(i)$ – $J\cdot L \times 1$ вектор, содержащий «1» на i -ой позиции, а и «0» на остальных.

Далее формируются две вспомогательные матрицы:

\mathbf{U}_{1P} – путём удаления последних J строк из матрицы \mathbf{U}_{sP} ;

\mathbf{U}_{2P} – путём удаления первых J строк из матрицы \mathbf{U}_{sP} ;

Из этих матриц формируется матричный пучок:

$$\mathbf{M}_P = \mathbf{U}_{2P} - \lambda \cdot \mathbf{U}_{1P}. \quad (4.37)$$

Вектор параметров \mathbf{z}_y определяется в виде обобщённых собственных чисел пары матриц \mathbf{U}_{1P} и \mathbf{U}_{2P} или как собственные числа матрицы $\mathbf{U}_{1P}^+ \mathbf{U}_{2P}$:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_y &= \mathbf{Q}^{-1} \mathbf{U}_{1P}^+ \mathbf{U}_{2P} \mathbf{Q}; \\ \mathbf{z}_y &= \text{diag}(\mathbf{Z}_y). \end{aligned} \quad (4.38)$$

Пересчёт каждой пары полученных значений (z_{xk}, z_{yk}) в координаты (x_{0k}, y_{0k}) каждого k -го источника производится в соответствии с (4.19).

Параметры $\dot{\alpha}_k$ определяются для каждой из компонент векторного распределения дипольных моментов $\hat{\mathbf{P}}_{\{x,y\}}$ путём решения методом наименьших квадратов [16, 79] системы линейных алгебраических уравнений вида:

$$\hat{P}_{\{x,y\}}[m,n] = \sum_{k=1}^K \hat{\alpha}_{\{x,y\}k} \cdot \dot{z}_{x_k}^m \cdot \dot{z}_{y_k}^n. \quad (4.39)$$

или в матричной форме

$$\hat{P}_{\{x,y\}} = \mathbf{Z}_L \cdot \text{diag} \begin{pmatrix} \hat{\alpha}_{\{x,y\}1} \\ \hat{\alpha}_{\{x,y\}2} \\ \vdots \\ \hat{\alpha}_{\{x,y\}K} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{Z}_R, \quad (4.40)$$

где

$$\mathbf{Z}_L = \begin{bmatrix} \dot{z}_{x_1} & \dot{z}_{x_2} & \dots & \dot{z}_{x_K} \\ \dot{z}_{x_1}^2 & \dot{z}_{x_2}^2 & \dots & \dot{z}_{x_K}^2 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \dot{z}_{x_1}^{M_x} & \dot{z}_{x_2}^{M_x} & \dots & \dot{z}_{x_K}^{M_x} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Z}_R = \begin{bmatrix} \dot{z}_{y_1} & \dot{z}_{y_1}^2 & \dots & \dot{z}_{y_1}^{M_y} \\ \dot{z}_{y_2} & \dot{z}_{y_2}^2 & \dots & \dot{z}_{y_2}^{M_y} \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \dot{z}_{y_K} & \dot{z}_{y_K}^2 & \dots & \dot{z}_{y_K}^{M_y} \end{bmatrix}. \quad (4.41)$$

Тогда параметры $\hat{\alpha}_{\{x,y\}k}$ определяются из выражения:

$$\text{diag} \begin{pmatrix} \hat{\alpha}_{\{x,y\}1} \\ \hat{\alpha}_{\{x,y\}2} \\ \vdots \\ \hat{\alpha}_{\{x,y\}K} \end{pmatrix} = \mathbf{Z}_L^+ \cdot \hat{P}_{\{x,y\}} \cdot \mathbf{Z}_R^+. \quad (4.42)$$

Таким образом, основными операциями, выполняемыми в ходе параметрической идентификации эффективных источников в плоскости объекта являются оценка порядка модели \hat{K} и определение её параметров $\vec{p}_{0_k} = (\hat{\alpha}_{x_k}, \hat{\alpha}_{y_k})$, x_{0_k} и y_{0_k} для $k = 1, 2, \dots, \hat{K}$.

По полученному набору значений $x_{0_k}, y_{0_k}, \vec{p}_{0_k}$ могут быть также определены параметры $\Delta \vec{l}_{0_k}, \tau_{0_k}$ эффективных источников в соответствии с выражениями (4.15 – 4.16).

Достоинством рассмотренного двумерного метода параметрического оценивания является его высокая точность и отсутствие неоднозначности определения координат. Исследования, проведённые в работах [16, 91] показали, что точность оценки параметров модели (4.17) с использованием метода парамет-

рической идентификации в 5–10 раз выше по сравнению с классическим подходом, основанном на преобразовании Фурье, и близка к границе Крамера-Рао. Недостатком двумерного метода параметрической идентификации является вычислительная сложность.

4.1.4 Результаты компьютерного моделирования

Далее представлены результаты применения разработанного алгоритма локализации к модели излучения двух различных типов стохастических источников, рассмотренных ранее.

4.1.4.1 Некоррелированные источники

Для иллюстрации процедуры локализации для этого типа источников использовалась модель плоского объекта размерами 12 см × 12 см с двумя источниками белого гауссовского шума единичной мощности, расположенных в точках $(-1,8; -2,4)$ и $(2; 2,2)$. Сканирование проводилось с шагом 1 см в плоскости, параллельной плоскости объекта и расположенной на расстоянии 5 см. Опорная точка с координатами $(0; 0)$ располагалась в плоскости измерения. Шаг сетки в плоскости объекта, в которой производилось восстановление распределения дипольных моментов эквивалентной модели, был выбран равным 0,25 см. На рисунке 4.2 а) представлено амплитудное распределение корреляционного спектра \mathbf{W}_x на частоте 500 МГц. Результат восстановления дипольных моментов в соответствии с выражением (3.40) представлен на рисунке 4.2 б) вместе с результатом параметрической идентификации, отображённым черными крестиками. Для оценки порядка модели использовался критерий MDL, значения которого для различного порядка иллюстрирует рисунок 4.2 в). Из рисунка 4.2 в) видно, что минимальное значение достигается при значении $k = 2$, что и определяет порядок модели K .

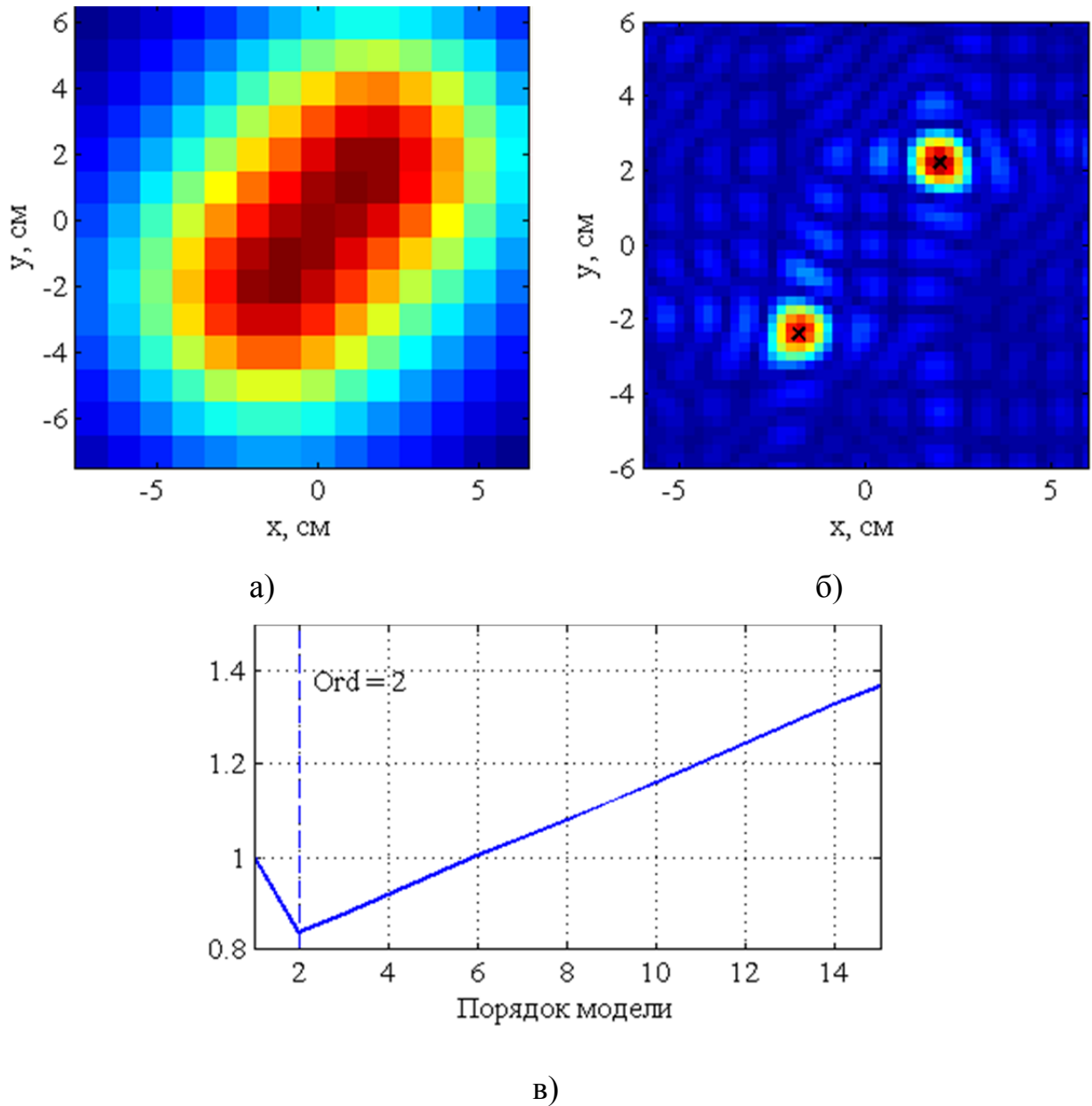


Рисунок 4.2 – W_x компонента для двух некоррелированных источников (а), оценка дипольных моментов \hat{P}_y вместе с результатом параметрической идентификации (б) и график информационного критерия MDL (в).

4.1.4.2 Распределённый источник

В качестве модели распределённого источника рассматривалось два проводника, сигнал в которых создавался одним источником гауссовского шума. Моделирование проводилось на частоте 1 ГГц. Один из проводников, длиной 10 см располагался вдоль оси x , а другой, длиной 8 см, под углом 45° . Остальные параметры модели были выбраны такими же, как и в предыдущем примере. На

рисунках 4.3 а) и 4.3 б) представлены соответствующие компоненты корреляционного спектра \mathbf{W}_x and \mathbf{W}_y .

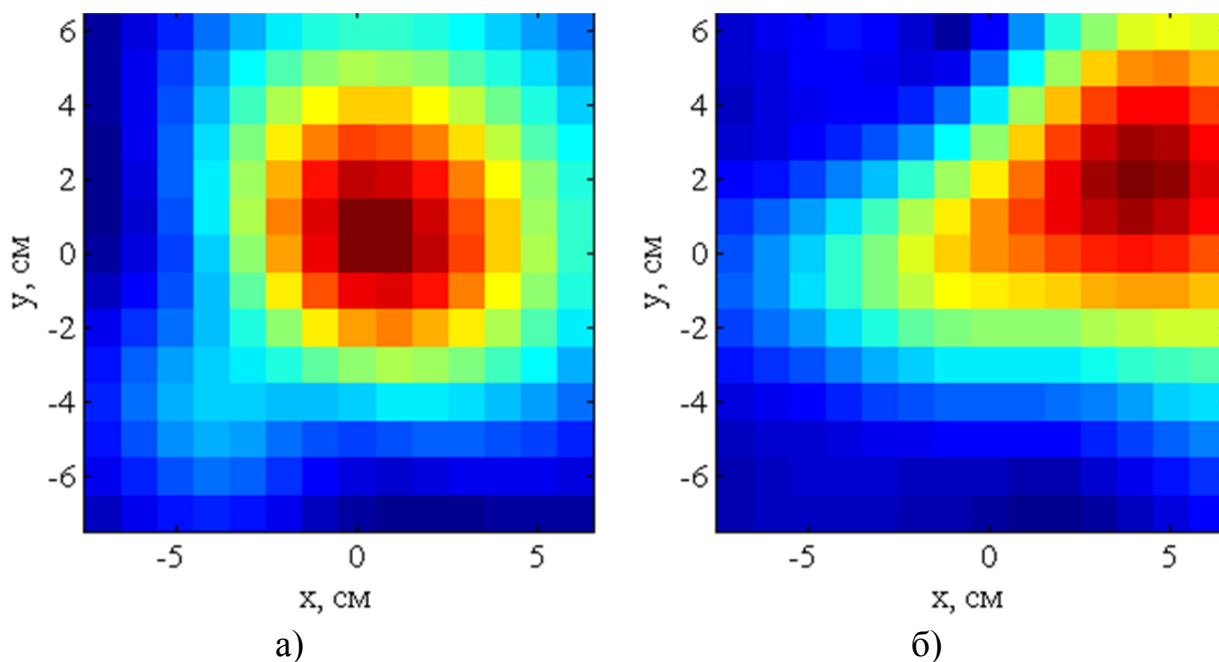


Рисунок 4.3 – \mathbf{W}_x (а) и \mathbf{W}_y (б) компоненты корреляционного спектра на частоте 1 ГГц.

На рисунках 4.4 а) и 4.4 б) показан результат восстановления тангенциальных составляющих дипольных моментов эквивалентной модели $\hat{\mathbf{P}}_x$ и $\hat{\mathbf{P}}_y$ соответственно. Видно, что в данном примере \mathbf{W}_x формируется только излучением второго провода, поскольку первый имеет нулевую проекцию на ось y . Результат параметрической идентификации представлен на рисунке 4.4 в).

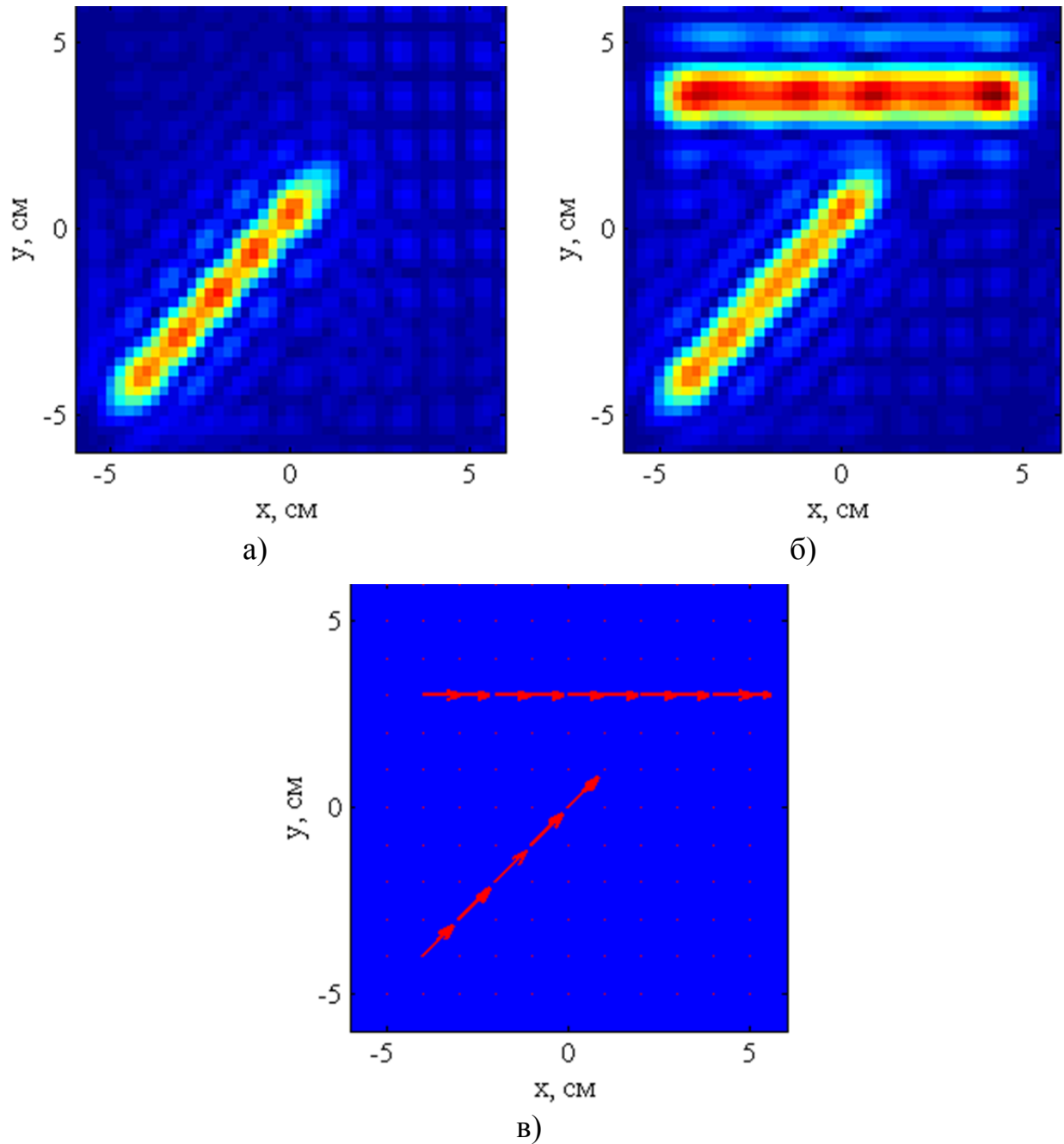


Рисунок 4.4 – Восстановленные тангенциальные компоненты дипольных моментов эквивалентной модели \hat{P}_y (а) и \hat{P}_x (б) и результат параметрической идентификации (в).

Полученный результат параметрической идентификации (рисунок 4.4 в)) демонстрирует высокую точность восстановления реальных источников в составе объекта.

В рассмотренных моделях также учитывались внешние шумы, которые моделировались как независимые гауссовские процессы для каждой точки в области измерения.

Полученные результаты показывают, что предложенный алгоритм и методика измерения могут быть эффективно использованы для локализации некоррелированных и распределённых источников в составе сложных радиотехнических систем с использованием результатов измерения компонент стохастического электромагнитного поля в ближней зоне излучения.

4.2 Расчёт характеристик ЭМИ ТС в дальней зоне

Исходными данными для формирования характеристик ПЭМИ СВТ в дальней зоне являются:

- координаты точки (точек) в дальней зоне, в которых оцениваются характеристики ЭМИ в сферической системе координат $(r_p, \theta_p, \varphi_p)$;
- частота пересчёта f_m ;
- векторное распределение токов \vec{P} на поверхности исследуемого объекта или параметры эффективных источников $x_{0k}, y_{0k}, \dot{p}_{0k}$ для $k=1, 2, \dots, K$ на частоте f_m .

Блок-схема предлагаемого алгоритма представлена на рисунке 4.5.



Рисунок 4.5 – Алгоритм расчёта характеристик ЭМИ в дальней зоне.

Пересчёт параметров дипольной модели в характеристики ПЭМИ исследуемого объекта состоит из следующих этапов:

1. Для каждой p -ой точки в дальней зоне, в которой оцениваются характеристики ПЭМИ производится пересчёт её координат из сферической системы в декартову в соответствии с выражением:

$$\begin{aligned}
 x_p &= r_p \sin \theta_p \cos \varphi_p, \\
 y_p &= r_p \sin \theta_p \sin \varphi_p, \\
 z_p &= r_p \cos \theta_p.
 \end{aligned}
 \tag{4.43}$$

2. Для каждой частоты анализируемого диапазона для известного шага сетки в области объекта и координат точки (точек) в дальней зоне в декартовой системе координат, в которых производится оценка распределения ЭМИ, формируются матрицы преобразования $\mathbf{A}_x, \mathbf{A}_y$ в соответствии с выражениями (2.26).

3. По полученным результатам производится расчёт тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля на частоте f_m в каждой p -ой точке в дальней зоне $\dot{H}_{x_p}, \dot{H}_{y_p}$.

4. Полученные тангенциальные компоненты вектора напряжённости магнитного поля используются для оценки нормальной составляющей магнитного поля по выражению (2.29) и оценки компонент вектора напряжённости электрического поля в соответствии с выражением (3.1). В случае если p -я точка удовлетворяет условию дальней зоны во всем диапазоне частот, нормальная компонента векторов напряжённости электрического и магнитного полей не рассчитывается (полагается равной нулю). Тангенциальные компоненты вектора напряжённости электрического поля определяются соотношением:

$$\dot{E}_{\{x,y\}}(\vec{r}) = 120 \pi \cdot \dot{H}_{\{x,y\}}(\vec{r}). \quad (4.44)$$

5. Пересчёт компонент векторов напряжённости электрического и магнитного полей из декартовой системы в сферическую в соответствии с выражением:

$$\begin{pmatrix} \dot{E}_r(\vec{r}) \\ \dot{E}_\theta(\vec{r}) \\ \dot{E}_\varphi(\vec{r}) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \theta \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{E}_x(\vec{r}) \\ \dot{E}_y(\vec{r}) \\ \dot{E}_z(\vec{r}) \end{pmatrix}, \quad (4.45)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{H}_r(\vec{r}) \\ \dot{H}_\theta(\vec{r}) \\ \dot{H}_\varphi(\vec{r}) \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \varphi & \sin \theta \sin \varphi & \cos \theta \\ \cos \theta \cos \varphi & \cos \theta \sin \varphi & -\sin \theta \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \dot{H}_x(\vec{r}) \\ \dot{H}_y(\vec{r}) \\ \dot{H}_z(\vec{r}) \end{pmatrix}.$$

Также предложенный алгоритм может быть модифицирован для расчёта картины ПЭМИ СВТ в дальней зоне по определённым параметрам распределённой дипольной модели $\{\Delta \vec{l}_j, \tau_j, j = 1, 2, \dots, M_x \cdot M_y\}$ для заданного спектра тока опорного источника $I(f)$, формирующего излучение в соответствии с выражением (2.27), как показано на рисунке 4.6.

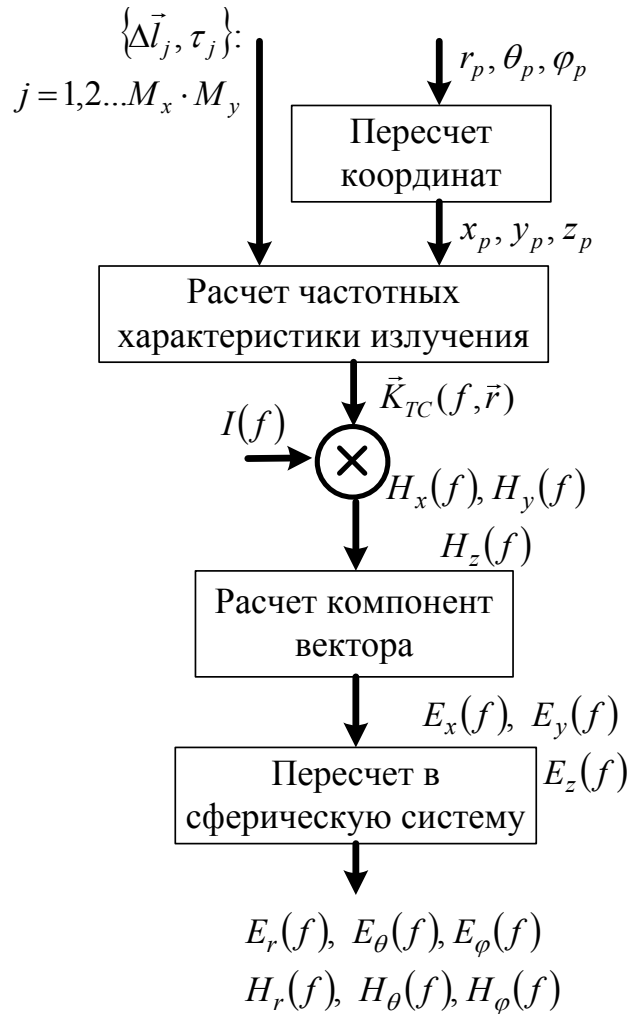


Рисунок 4.6 – Алгоритм расчёта характеристик ЭМИ в дальней зоне по параметрам распределённой дипольной модели.

4.1.5 Результаты компьютерного моделирования

В разделе рассмотрены результаты применения разработанного алгоритма пересчёта ЭМИ ТС из ближней зоны в дальнюю зону к модели излучения распределённого источника, рассмотренного в предыдущем разделе. С помощью предложенного алгоритма были рассчитаны диаграммы распределения θ -компоненты вектора напряжённости электрического поля на расстоянии 10 м от источника излучения на трёх разных частотах: 100 МГц (рисунок 4.7), 1 ГГц (рисунок 4.8) и 5 ГГц (рисунок 4.9). Расчёт $|\dot{E}_\theta(\theta, \varphi)|$ на частоте 100 МГц производился путём непосредственного пересчёта распределения тангенциальных компонент в ближней зоне на этой частоте в дипольные моменты и расчёта их излучения на рассто-

янии 10 м. Расчёт $|\dot{E}_\theta(\theta, \varphi)|$ на частоте 1 ГГц производился по результату параметрической идентификации эффективных источников, представленному на рисунке 4.4 в). Расчёт диаграммы распределения θ -компоненты вектора напряжённости электрического поля на расстоянии 10 м на частоте 5 ГГц производится по результату определения параметров распределённой дипольной модели $\{\Delta \vec{l}_j, \tau_j, j = 1, 2, \dots, M_x \cdot M_y\}$ на частоте 1 ГГц. Полученные диаграммы сравнивались с результатом непосредственного расчёта излучения источника в соответствии с методикой оценки характеристик ЭМИ антенны бегущей волны.

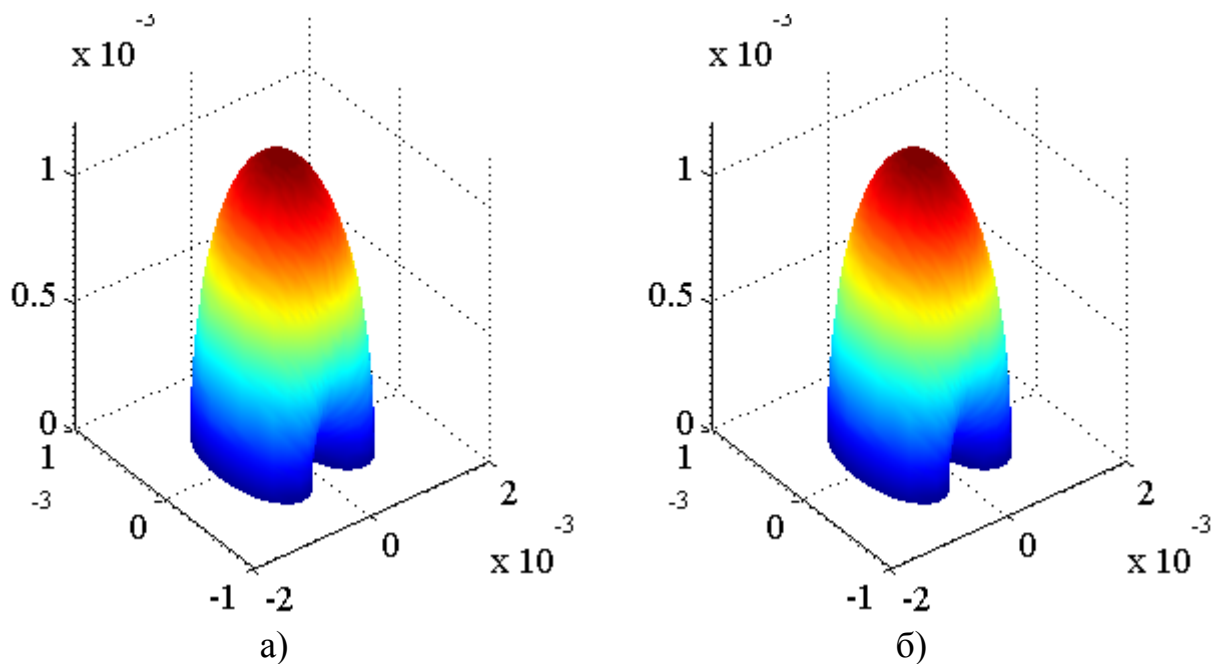


Рисунок 4.7 – $E_\theta(\theta, \varphi)$ на расстоянии 10 м от источника на частоте 100 МГц для распределённой дипольной модели (а) в сравнении с результатом аналитического расчёта (б).

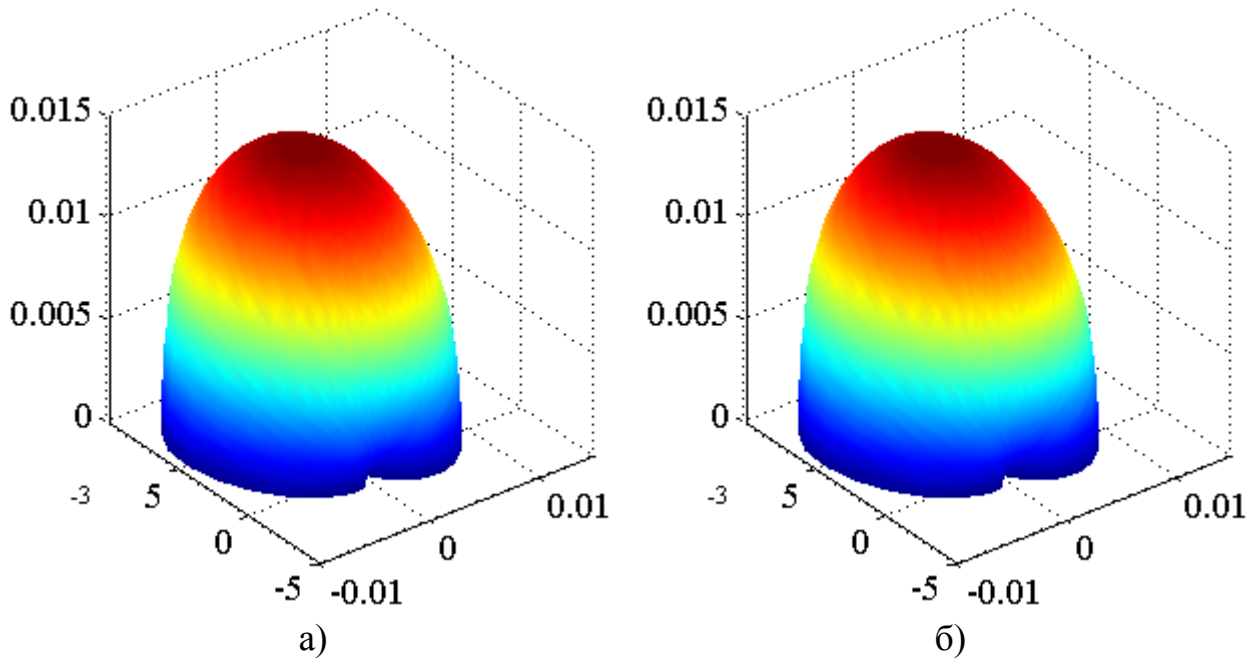


Рисунок 4.8 – $E_{\theta}(\theta, \varphi)$ на расстоянии 10 м от распределённого источника на частоте 1 ГГц для модели эффективных источников (а) в сравнении с результатом аналитического расчёта (б).

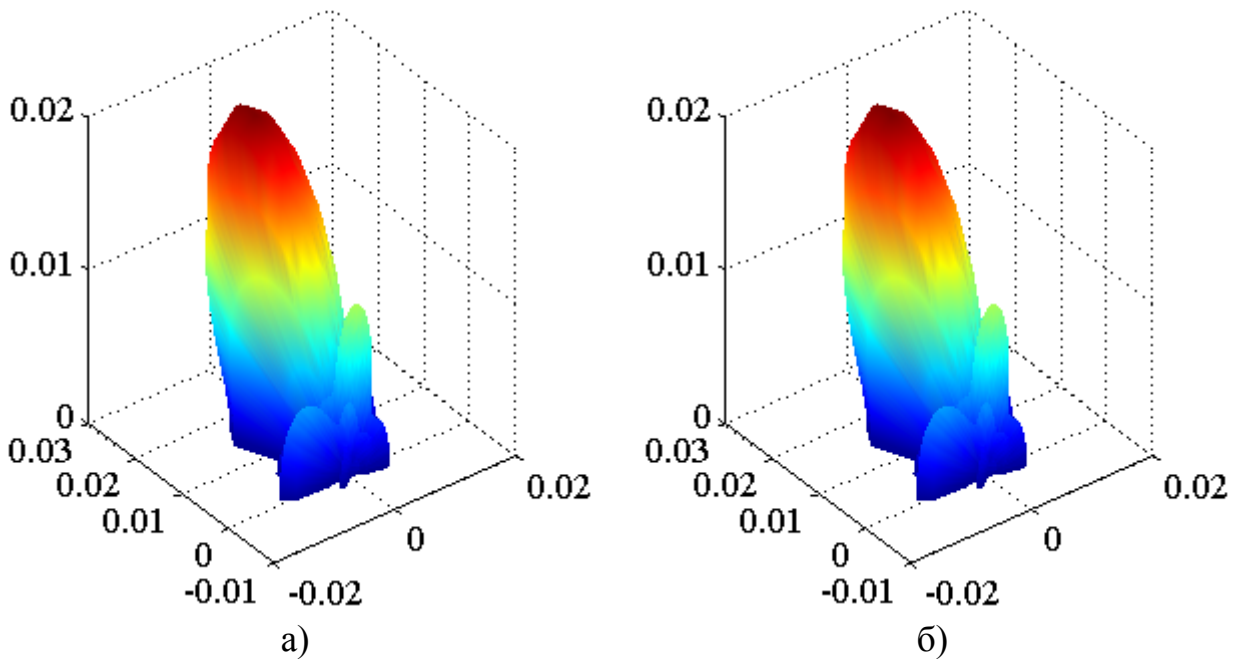


Рисунок 4.9 – $E_{\theta}(\theta, \varphi)$ на расстоянии 10 м от источника на частоте 5 ГГц для распределённой дипольной модели, рассчитанной на частоте 1 ГГц (а) в сравнении с результатом аналитического расчёта (б).

Полученные результаты показывают, что предложенный алгоритм позволяет с высокой точностью и требуемым разрешением производить расчёт харак-

теристик излучения СВТ со сложной структурой с использованием его распределённой дипольной модели, полученной путём обработки результатов измерения временных сигналов тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне, а также на основе определения параметров эффективных источников ЭМИ в его составе.

Также из представленных характеристик видно, что излучение распределённого источника может описываться моделью излучения элементарного диполя только на низких частотах менее 1 ГГц, поскольку выше этой частоты диаграмма начинает смещаться, изменять форму, и в итоге принимает многолепестковый характер с максимумом излучения, не совпадающим с направлением нормали к источнику, как показано на рисунке 2.7. Подробное исследование такого рода эффектов было проведено в [33], где было показано, что верхняя граница частотного диапазона адекватности модели излучения элементарного диполя обратно пропорциональна линейным размерам источника.

4.3 Выводы по главе 4

В главе рассмотрены предложенные алгоритмы обработки результатов измерения тангенциальных компонент вектора напряжённости ЭМИ ТС в ближней зоне во временной области.

Показано, что предложенный алгоритм локализации позволяет определять распределение дипольных моментов на каждой частоте f и параметры распределённой дипольной модели в плоскости объекта. Также в главе рассмотрено применение процедуры параметрической идентификации для определения эффективных источников ПЭМИ, количество которых существенно меньше размерности дипольной модели.

В главе также рассмотрен алгоритм пересчёта ЭМИ ТС, позволяющий определить все компоненты электромагнитного поля, создаваемого ТС на определённой частоте в любой точке пространства в секторе углов $-90^0 \leq \theta \leq 90^0$ как по распределению дипольных моментов в плоскости объекта, так и по определённым параметрам эффективных источников. Также предложенный ал-

горитм позволяет для заданного спектра тока, формирующего излучение распределённого источника в плоскости объекта, определить картину его ПЭМИ в произвольной точке, как в частотной, так и во временной области по параметрам распределённой дипольной модели, определённым на одной опорной частоте.

Глава 5. Экспериментальные исследования ПЭМИ СВТ

В главе представлены результаты измерения тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне, результат локализации источников в области объекта и результат восстановления распределения поля на расстоянии 2 м от объекта в сравнении с измерениями классическим методом с использованием антенн.

Экспериментальные исследования ПЭМИ СВТ проводились для двух объектов: ноутбука и платы TFT монитора.

5.1 Схема измерительной установки

5.1.1 Измерения ЭМИ в ближней зоне

Схема измерительной установки для сканирования тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля представлена на рисунке 5.1.

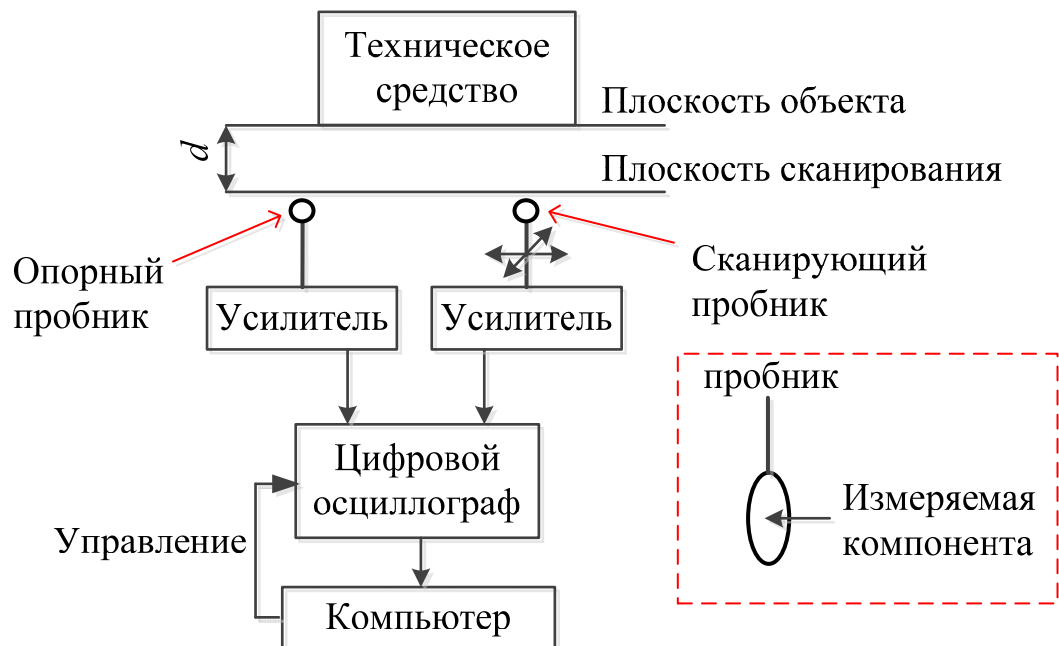


Рисунок 5.1 – Схема стенда измерения ЭМИ ТС в ближней зоне.

Представленная на рисунке 5.1 схема состоит из четырёхканального 8-битного осциллографа R&S RTO1024 с максимальной частотой дискретизации 10 ГГц на канал. К двум каналам осциллографа подключались два пробника магнитного поля из комплекта ETS-Lindgren 7405: № 902 диаметром 3 см и

№ 903 диаметром 1 см, представленные на рисунке 5.2. Первый пробник осуществлял сканирование каждой из тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в плоскости, параллельной исследуемому ТС, расположенной на расстоянии d в ближней зоне. Позиционирование сканирующего пробника производилось в ручном режиме. Второй пробник был зафиксирован в качестве опорного для каждой из измеряемых компонент. Каждый пробник подключался через дополнительный усилитель: опорный пробник через усилитель Anritsu MH648A с усилением 30 дБ в диапазоне 0,1 – 1200 МГц, сканирующий пробник через усилитель активного антенного модуля R&S HE300, обеспечивающий усиление 10 дБ в диапазоне 20 – 7500 МГц. Временные реализации сигналов передавались по интерфейсу LAN на персональный компьютер, где производилась последующая обработка.

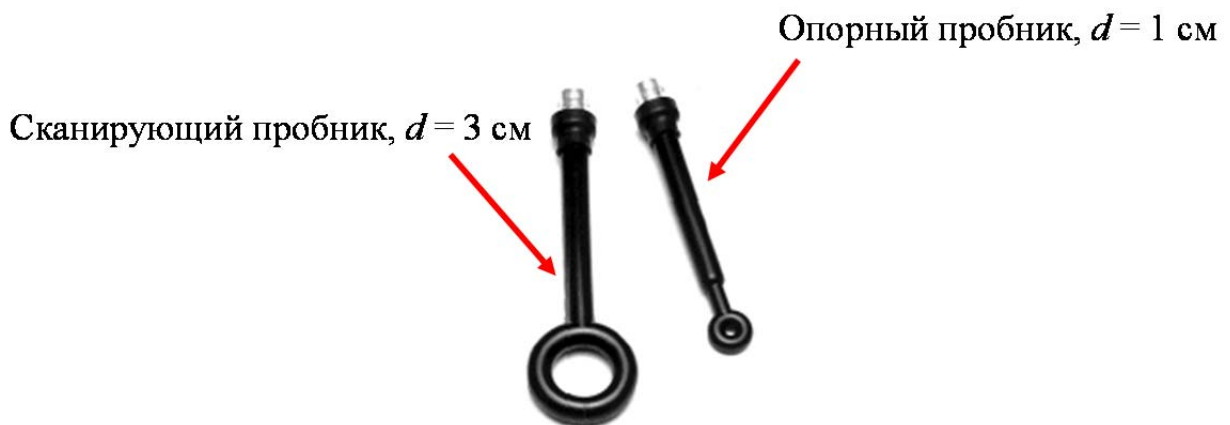


Рисунок 5.2 – Пробники магнитного поля: сканирующий и опорный.

Формирование периодограммной оценки взаимно-корреляционного спектра сигналов в i -ой точке сканирования и опорной точке для каждой из двух тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля производилось на персональном компьютере в соответствии с выражением (3.6), в котором формирование спектра $S_T(q_i, f)$ каждого сегмента временного сигнала $s_T(q_i, t)$ производилось с учётом частотной характеристики усилителя и антенного фактора соответствующего пробника по формуле:

$$S_T(q_i, f) = \frac{FFT(s_T(q_i, f)) \cdot 10^{0,05 \cdot PF(f)}}{K(f)}, \quad (5.1)$$

где $K(f)$ – частотная характеристика соответствующего усилителя, $PF(f)$ – антенный фактор пробника, дБ/м, график зависимости которого от частоты представлен на рисунке 5.3 для каждого из используемых пробников.

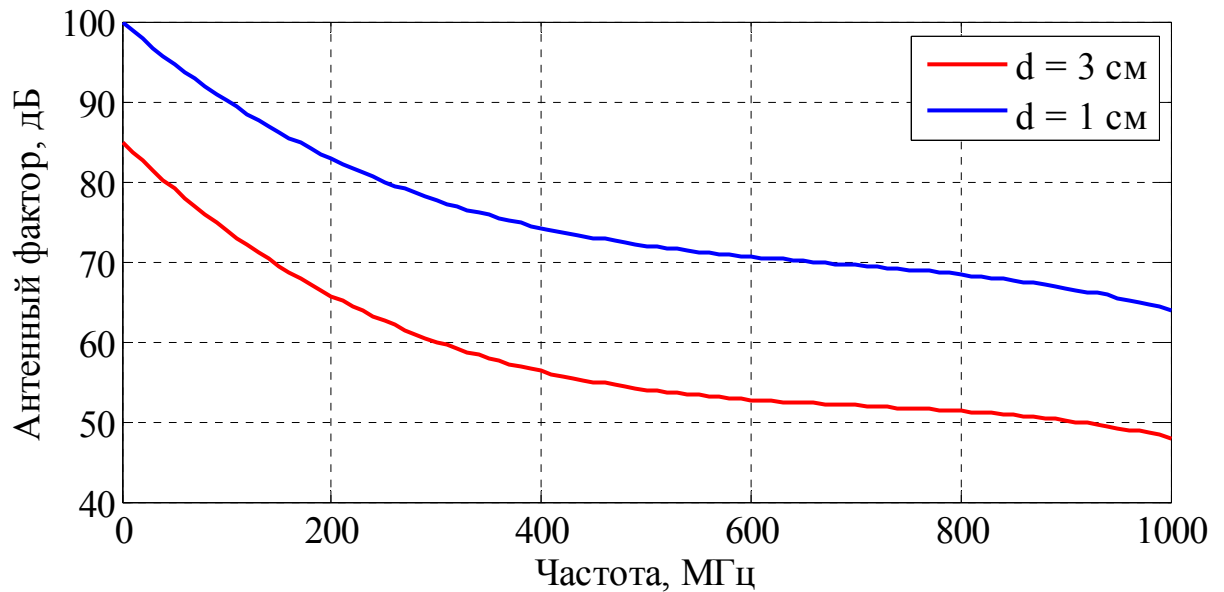


Рисунок 5.3 – Антенные факторы пробников магнитного поля.

Антенный фактор для магнитного пробника имеет размерность См/м и определяет отношение напряжённости измеряемой компоненты магнитного поля к фиксируемому напряжению на его выходе. Таким образом, его учёт позволяет непосредственно оценивать компоненты вектора напряжённости магнитного поля.

5.1.2 Измерения ЭМИ в дальней зоне

Схема измерительной установки для проведения измерений характеристик ПЭМИ СВТ в дальней зоне представлена на рисунке 5.4.

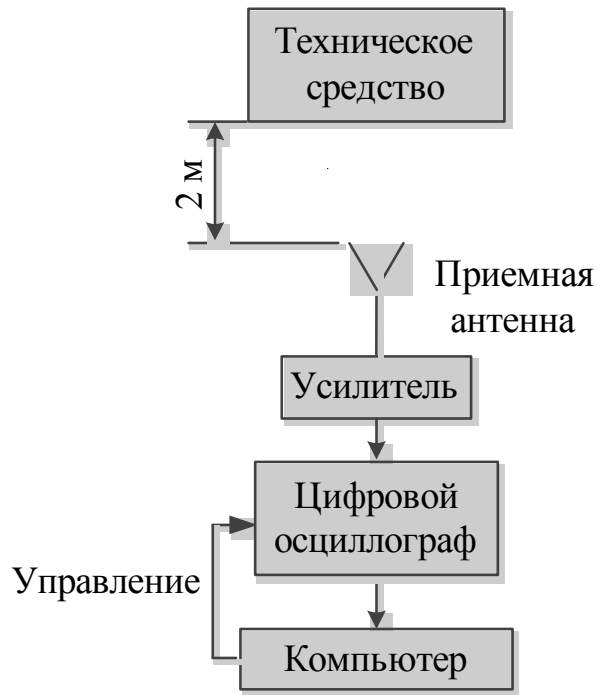


Рисунок 5.4 – Схема стенда измерения ЭМИ ТС в дальней зоне.

В соответствии с рисунком 5.4 для проведения измерений напряжённости электрического поля в дальней зоне использовалась измерительная антенна, которая подключается к одному из каналов осциллографа R&S RTO1024 через усилитель Anritsu MH648A. Для проведения измерений использовались две антенны (рисунок 5.6): биконическая антенны ETS-Lindgren 3104C с диапазоном рабочих частот 20 МГц – 200 МГц и логопериодическая антенна с диапазоном рабочих частот 80 МГц – 6 ГГц. Оценка тангенциальной компоненты излучения проводилась как в горизонтальной, так и в вертикальной поляризации.

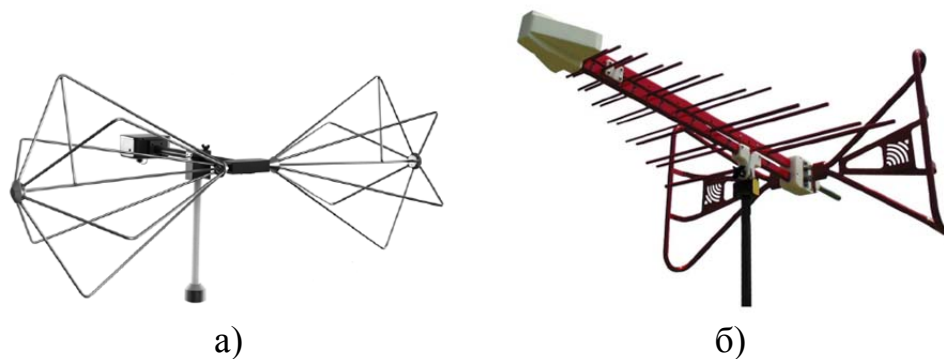


Рисунок 5.5 – Измерительные антенны: биконическая антенна ETS-Lindgren 3104C (а) и логопериодическая антенна ETS-Lindgren 3149 (б).

Для принимаемых сигналов также формировалась периодограммная оценка спектра мощности с учётом частотной характеристики усилителя и антенного фактора. Зависимости антенных факторов двух используемых антенн от частоты представлены на рисунках 5.6 и рис 5.7 соответственно.

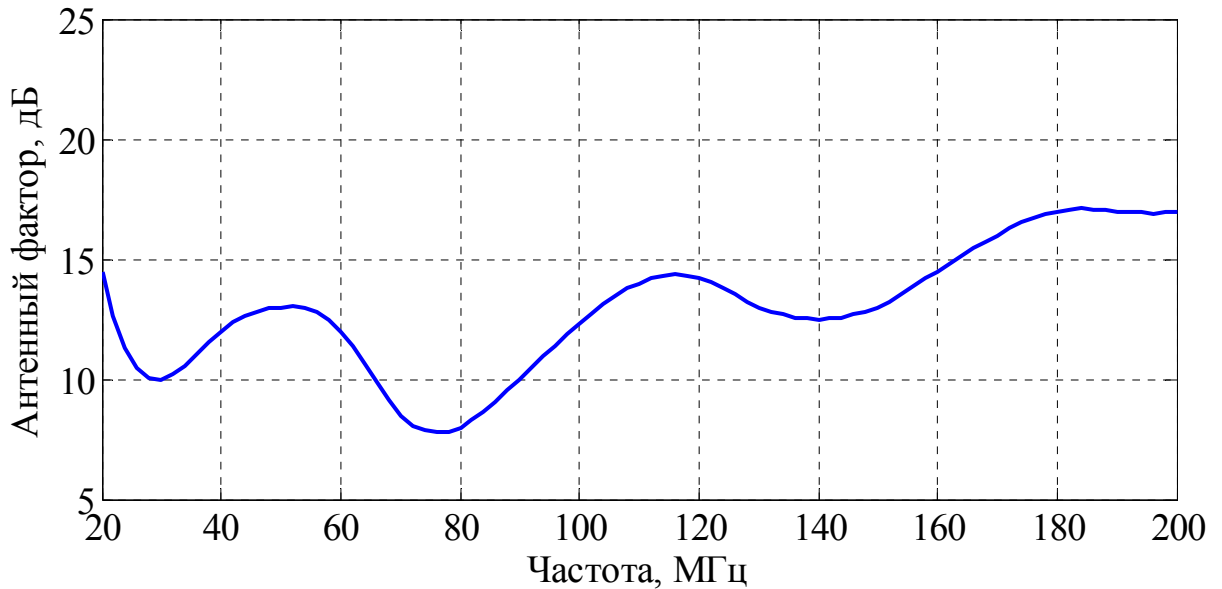


Рисунок 5.6 – Антенный фактор биконической антенны ETS-Lindgren 3104С.

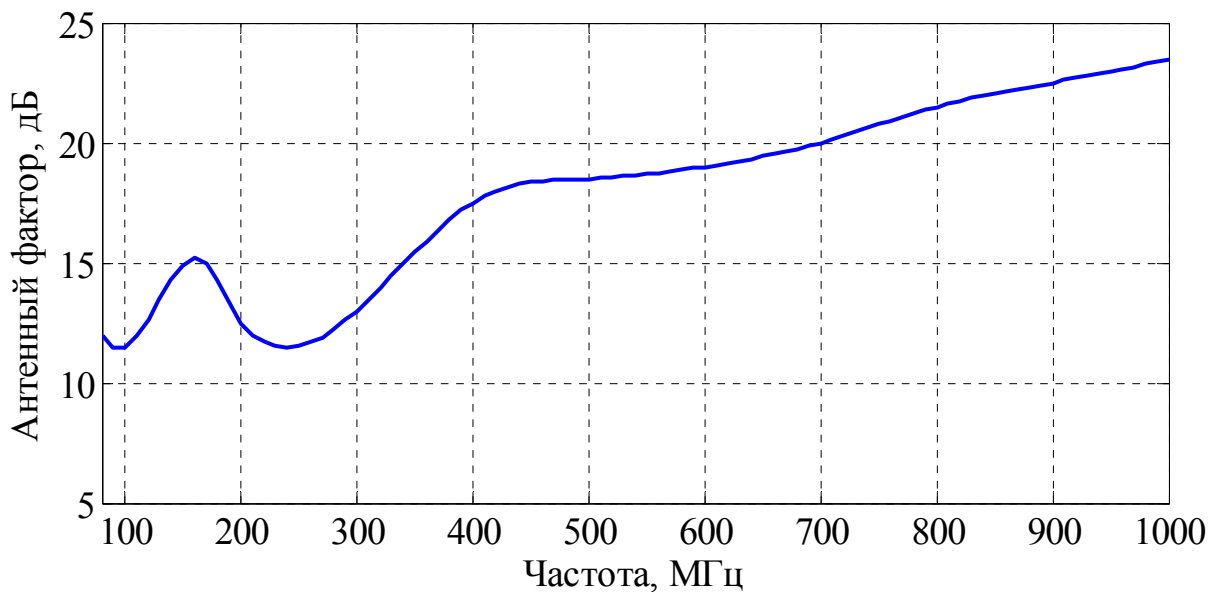


Рисунок 5.7 – Антенный фактор логопериодической антенны ETS-Lindgren 3149.

Следует отметить, что антенный фактор для электрических антенн имеет размерность 1/м и определяет отношение напряжённости измеряемой компоненты электрического поля к фиксируемому напряжению на его выходе.

5.2 Исследование ПЭМИ ноутбука

Для верификации разработанных алгоритмов обработки ПЭМИ СВТ в ближней зоне были проведены экспериментальные исследования ПЭМИ ноутбука, представленного на рисунке 5.8. Для этого СВТ исследования ПЭМИ проводились двумя методами: классическими антенными измерениями и сканированием ближнего поля.



Рисунок 5.8 – Исследуемый ноутбук.

Антенные измерения проводились в экранированной камере на расстоянии 2 м от ТС для разных ракурсов и двух поляризаций приёмной антенны в соответствии с рисунком 5.4. На рисунках 5.9 и 5.10 представлены измеренные распределения тангенциальной компоненты вектора напряжённости электрического поля в зависимости от частоты и ракурса ТС в точке приёма для двух диапазонов частот 20 МГц – 200 МГц и 200 МГц – 1 ГГц соответственно. Измерения проводились для ракурсов ТС от -90^0 до 90^0 с шагом 30^0 .

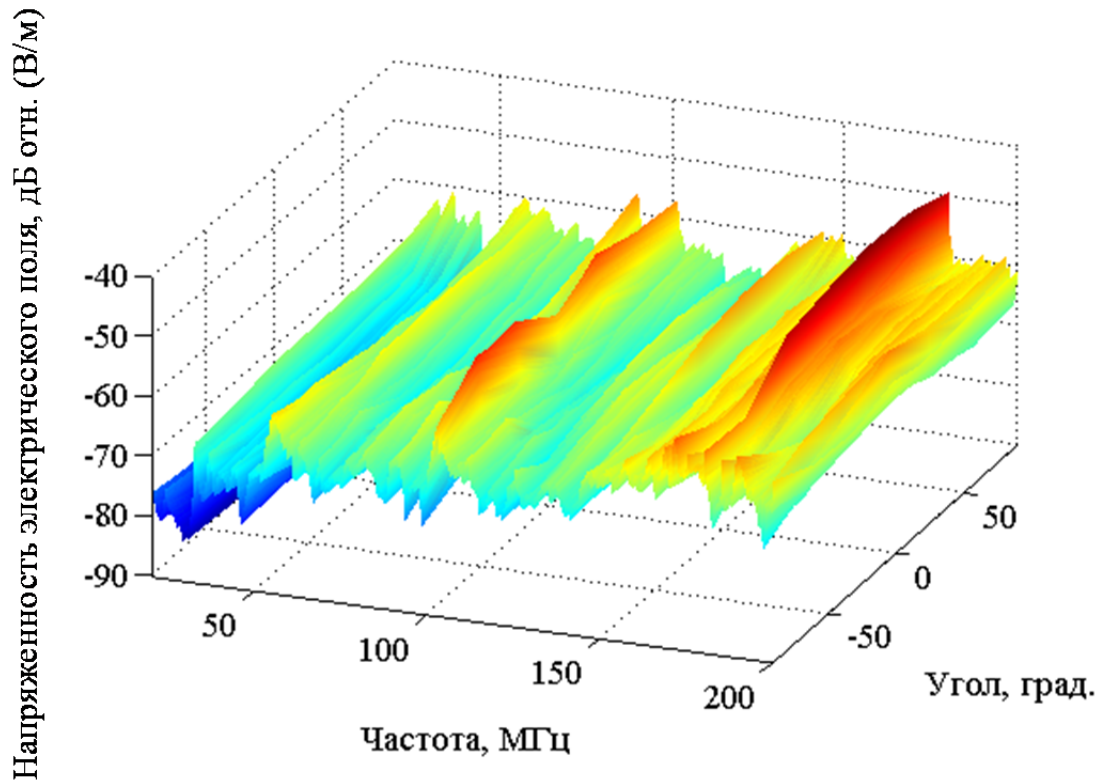


Рисунок 5.9 – Распределение уровней напряжённости электрического поля в диапазоне частот 20 МГц – 200 МГц в зависимости от угла θ .

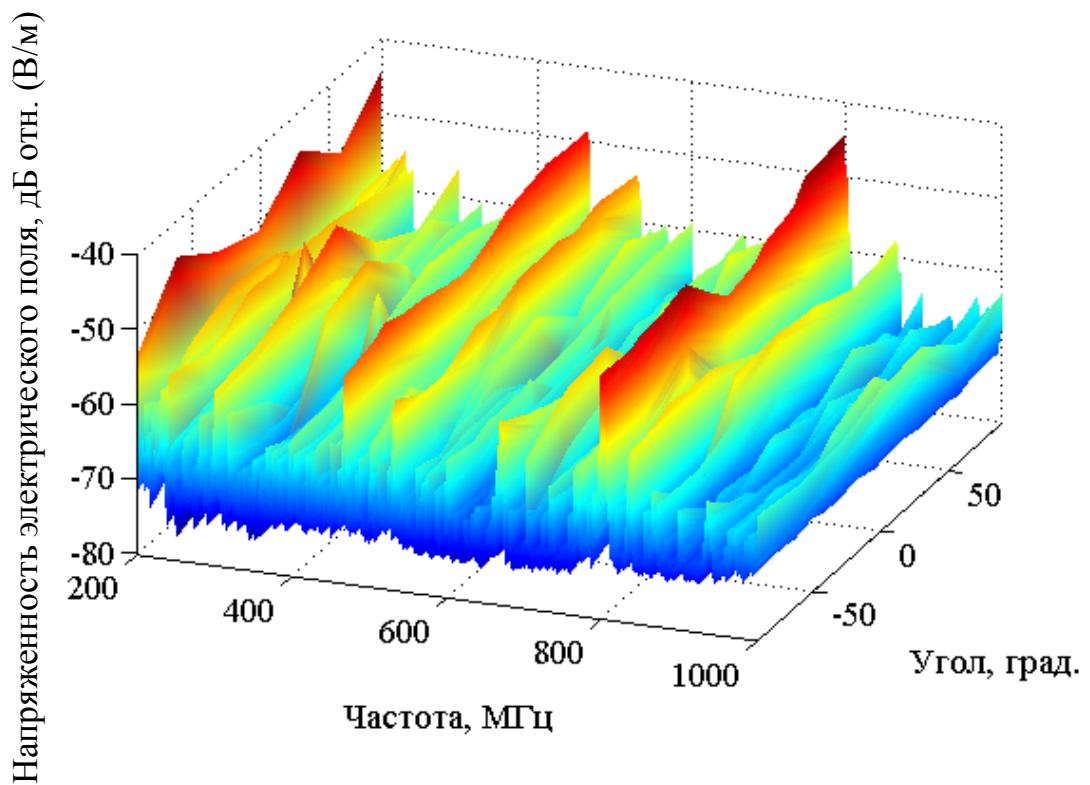


Рисунок 5.10 – Распределение уровней напряжённости электрического поля в диапазоне частот 200 МГц – 1000 МГц в зависимости от угла θ .

Из представленных на рисунках 5.9 и 5.10 зависимостей видно, что на низких частотах излучение ноутбука практически равномерно во всем диапазоне рассматриваемых ракурсов, однако, с увеличением частоты начинают проявляться направленные свойства ЭМИ и характеристика имеет изрезанный характер.

Сканирование двух тангенциальных компонент магнитного поля H_x и H_y с шагом 2 см в сетке 34 см×56 см проводилось в плоскости, расположенной на расстоянии 3,5 см от ТС в соответствии с рисунком 5.1. Опорный пробник располагался в центре сетки сканирования на той же высоте.

Результаты сканирования ближнего поля ЭМИ на характерных частотах обрабатывались с использованием предлагаемых алгоритмов, реализованных в виде макета СПО. Рассчитанные значения напряжённости электрического поля на расстоянии 2 м сравнивались с результатами антенных измерений, для проверки адекватности предлагаемого подхода к исследованию ПЭМИ СВТ.

На рисунке 5.11 представлен результат обработки ЭМИ ноутбука на двух частотах 32,37 МГц и 32,5 МГц. На рисунке 5.11 а) изображён корреляционный спектр ЭМИ, формируемый сигналами в двух пробниках магнитного поля в диапазоне частот 30 МГц – 35 МГц, который показывает, что излучение на этих частотах формируется одним информационным сигналом. На рисунках 5.11 б) и 5.11 в) представлен результат восстановления электрических дипольных моментов в плоскости объекта на этих частотах.

Из рисунков 5.11 б) и 5.11 в) можно сделать вывод, что предлагаемая в работе процедура восстановления дипольных моментов на частотах, соответствующих одному сигналу, формирует одну и ту же картину источников в плоскости объекта. Полученные результаты показывают, что ПЭМИ на рассматриваемых частотах 32,37 МГц и 32,5 МГц формируется источником, расположенным в верхней части экрана ноутбука.

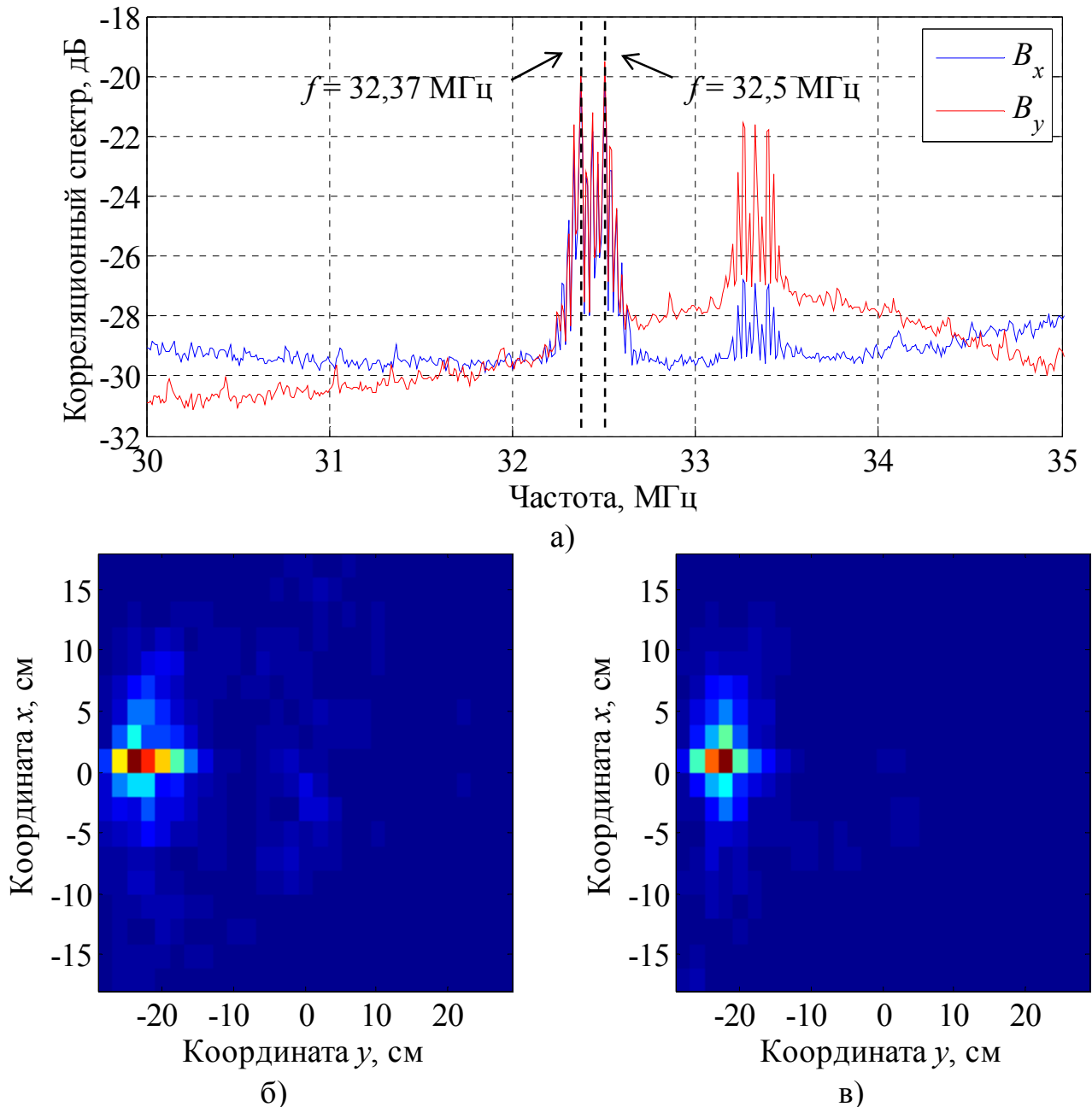


Рисунок 5.11 – Корреляционные спектры двух тангенциальных компонент ЭМИ ноутбука в полосе 30 МГц – 35 МГц (а) и результат восстановления распределения дипольных моментов в плоскости объекта на частотах 32,37 МГц (б) и 32,5 МГц (в).

На рисунке 5.12 представлена диаграмма напряжённости электрического поля на частоте 32,5 МГц для разных ракурсов на расстоянии 2 м от ТС, полученная с использованием классической системы измерения ПЭМИ СВТ в дальней зоне, (рисунок 5.4) в сравнении с результатами расчёта с использованием алгоритма, рассмотренного в главе 4.

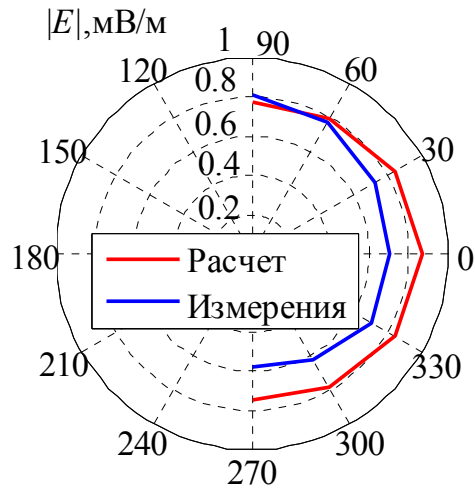


Рисунок 5.12 – Сечение рассчитанной диаграммы напряжённости электрического поля на частоте 32,5 МГц в сравнении с результатами измерений.

Из рисунка 5.12 видно, что представленные экспериментальная и расчетная зависимости напряженности электрического поля от ракурса ТС демонстрируют высокую согласованность как по уровням, так и по форме. Полученные зависимости также показывают, что ПЭМИ ноутбука на частоте 32,5 МГц практически равномерно во всех направлениях.

Превышение расчетных значений над экспериментальными можно объяснить тем, что при расчете учитываются все три компоненты вектора напряженности, а измерения проводятся только для двух, поскольку третья предполагается малой в дальней зоне. Однако, на этой частоте точка наблюдения располагается в ближней зоне излучения и третья компонента может вносить существенный вклад в формирование ЭМИ.

На рисунке 5.13 представлены результаты исследования ПЭМИ ноутбука на трёх частотах 468 МГц и 534,6 МГц и 601,5 МГц. На рисунке 5.13а изображён корреляционный спектр ЭМИ, формируемый сигналами в двух пробниках магнитного поля в диапазоне частот 450 МГц – 610 МГц, который показывает, что эти частоты принадлежат трём эквидистантным компонентам спектра ЭМИ ноутбука. Это позволяет предположить, что ЭМИ на этих частотах формируется одним источником. На рисунках 5.13 б) – г) представлен результат восстановления электрических дипольных моментов в плоскости объекта на этих частотах.

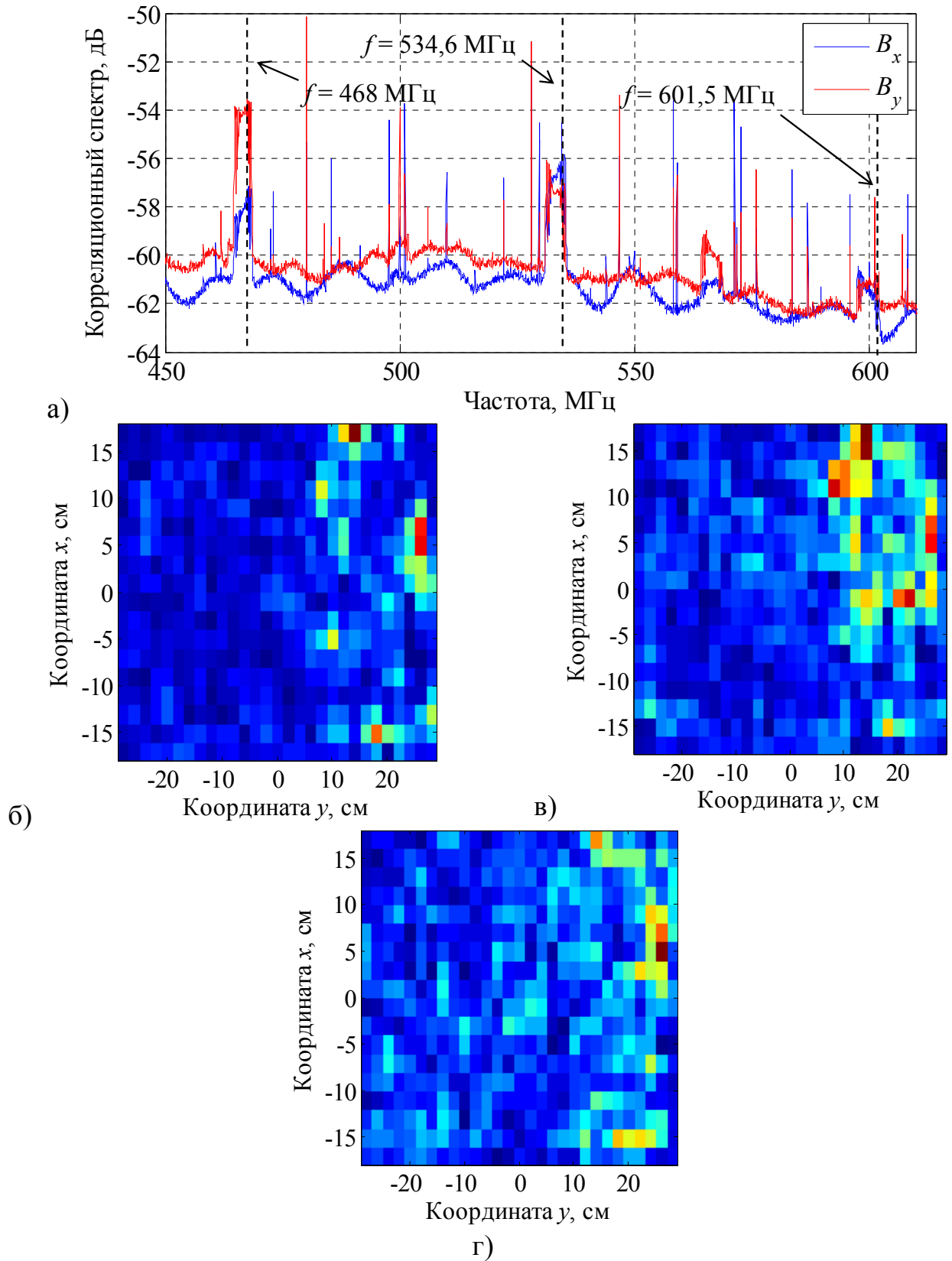


Рисунок 5.13 – Исследование ПЭМИ ноутбука на частотах 468 МГц и 534,6 МГц и 601,5 МГц: корреляционные спектры двух тангенциальных компонент ЭМИ ноутбука в полосе 450 МГц – 610 МГц (а); результат восстановления распределения дипольных моментов в плоскости объекта на частотах 468 МГц (б), 534,6 МГц (в) и 601,5 МГц (г).

Из рисунков 5.13 б) – г) можно сделать вывод, что ПЭМИ на рассматриваемых частотах формируется одним и тем же источником, распределённым по всей поверхности ноутбука. Наиболее чёткая картина распределения источников наблюдается на частоте 534,6 МГц, поскольку на этой частоте обе тангенциальные компоненты ЭМИ в корреляционном спектре существенно превышают уровень шумов и помех. На частоте 468 МГц в результате восстановления формируется картина распределения источников, соответствующих только одной тангенциальной компоненте излучения, поскольку вторая находится на уровне шумов.

На рисунках 5.15 а) и 5.15 б) представлены диаграммы напряжённости электрического поля на частотах 534,6 МГц и 601,5 МГц соответственно для разных ракурсов на расстоянии 2 м от ТС, полученные с использованием классической системы измерения ПЭМИ СВТ в дальней зоне (рисунок 5.4) и путём расчёта по алгоритму, рассмотренному в главе 4.

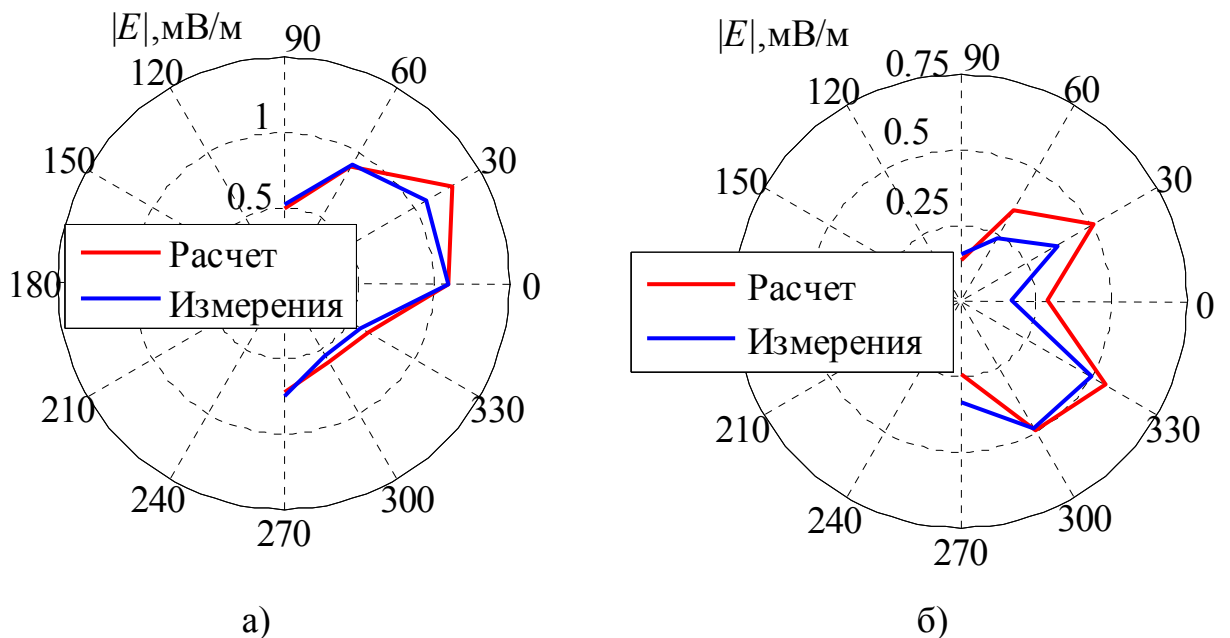


Рисунок 5.14 – Сечения рассчитанной диаграммы напряжённости электрического поля в сравнении с результатами измерений на частотах 534,6 МГц (а) и 601,5 МГц (б).

Представленные на рисунке 5.15 экспериментальные и расчетные зависимости напряженности электрического поля от ракурса ТС на двух частотах одного информационного излучения имеют ярко выраженные направленные свойства, сильно изменяющиеся в зависимости от частоты, и также демонстрируют высокую согласованность по форме и по уровням.

На рисунке 5.15 представлен результат обработки измерений ПЭМИ ноутбука в ближней зоне на частоте 864,16 МГц, а также сравнение сечения характеристики направленности с результатами экспериментальных исследований.

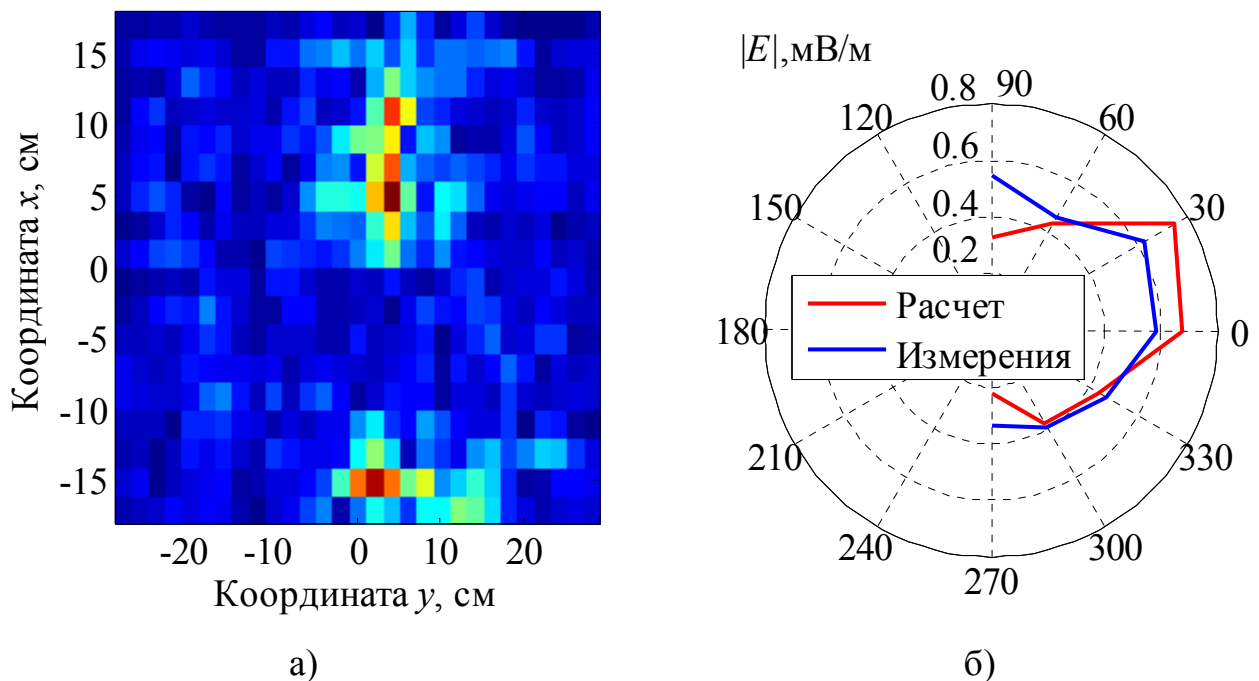


Рисунок 5.15 – Исследование ПЭМИ ноутбука на частоте 864,16 МГц: распределение дипольных моментов в плоскости объекта (а) и сечение рассчитанной диаграммы напряжённости электрического поля в сравнении с результатами измерений (б).

Рисунок 5.15 показывает, что ЭМИ ноутбука на частоте 864,16 МГц создается распределенным источником, расположенным в центре устройства. Полученная зависимость напряженности электрического поля от ракурса имеет направленный характер с максимумом, расположенным под некоторым углом к нормали к поверхности ТС.

5.3 Исследование ПЭМИ платы монитора

Исследования ПЭМИ платы монитора, представленной на рисунке 5.16, проводились в ближней зоне в плоскости, расположенной на расстоянии 3 см от ТС. Измерения проводились независимо для двух тангенциальных компонент магнитного поля H_x и H_y с шагом 1 см в сетке 17 см×16 см. Частота дискретизации принимаемых сигналов была выбрана равной 1 ГГц. Для уменьшения влияния источника питания на результаты измерений в ближней зоне он был обернут медной фольгой.

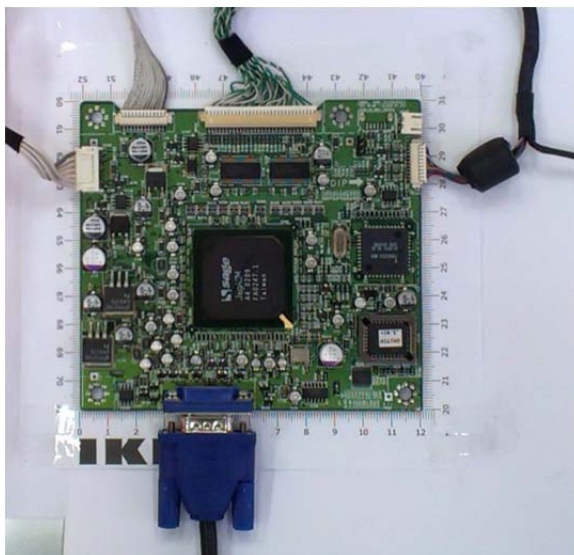


Рисунок 5.16 – Исследуемый монитор Samsung.

Рассмотрим результаты обработки ЭМИ платы монитора на нескольких характерных частотах.

На рисунке 5.17 представлен корреляционный спектр ЭМИ, формируемый сигналами в двух пробниках магнитного поля в диапазоне частот 330 МГц – 430 МГц.

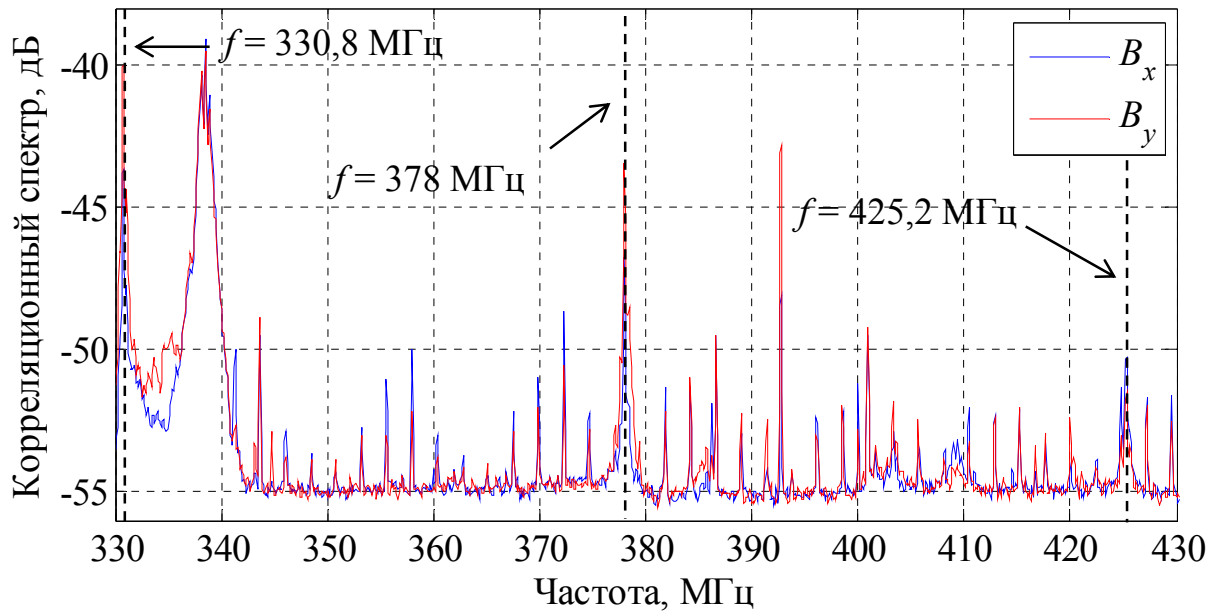


Рисунок 5.17 – Корреляционные спектры двух тангенциальных компонент ЭМИ платы монитора.

Из рисунка 5.17 видно, что в рассматриваемом диапазоне присутствуют три эквидистантные компоненты спектра ЭМИ платы монитора на частотах 330,8 МГц, 378 МГц и 425,2 МГц. Проведённые исследования этих излучений показали, что рассматриваемые компоненты спектра формируются одним распределённым источником, распределение дипольных моментов для которого представлено на рисунке 5.18.

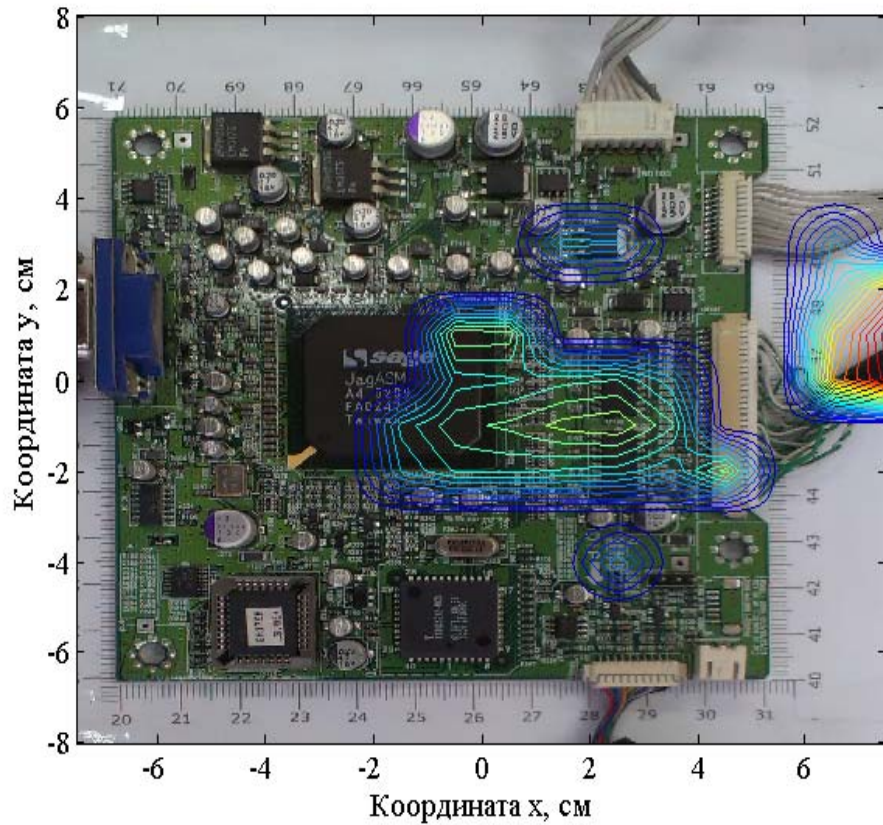


Рисунок 5.18 – Распределение тангенциальной компоненты дипольных моментов на частоте 378 МГц.

Из рисунка 5.17 также видно, что одной из характерных компонент спектра ЭМИ платы монитора является излучение на частотах, кратных 2,4 МГц во всем диапазоне частот. Для примера, на рисунке 5.19 представлены результаты обработки ЭМИ платы монитора на частоте 372 МГц.

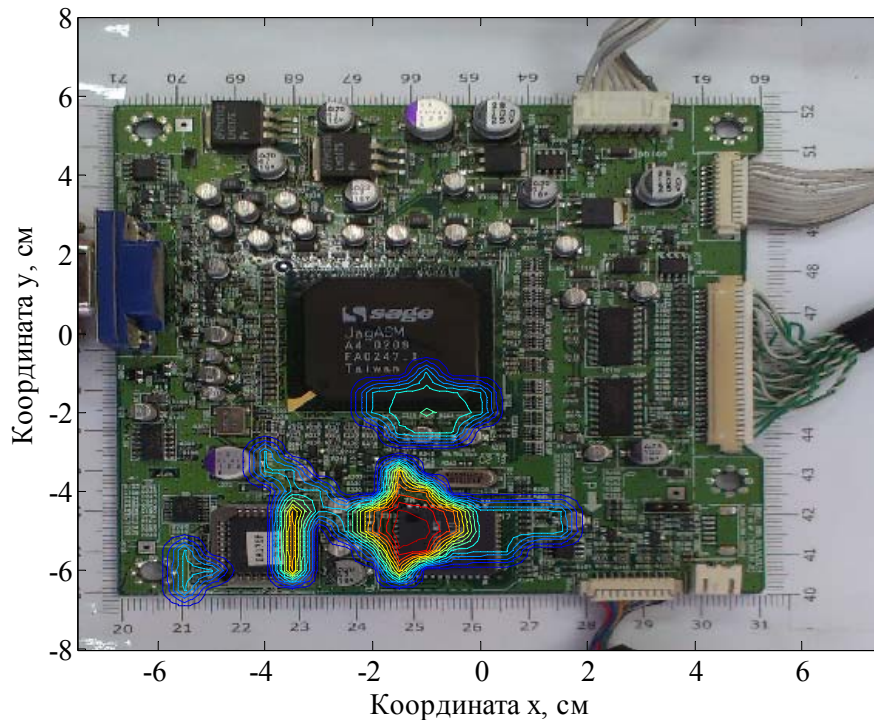


Рисунок 5.19 – Распределение тангенциальной компоненты дипольных моментов на частоте 372 МГц.

Представленный на рисунке 5.19 результат восстановления распределения дипольных моментов в плоскости объекта показывает, что источником этого излучения является тракт обмена сигналами между двумя микросхемами внизу платы, кварцевым генератором и процессором.

Для иллюстрации процедуры параметрической идентификации эффективных источников была проведена обработка ЭМИ платы монитора на частоте 80 МГц, формируемого центральным процессором, расположенным в середине платы.

Процедура оценки порядка модели для тангенциальной компоненты дипольных моментов представлена на рисунке 5.20.

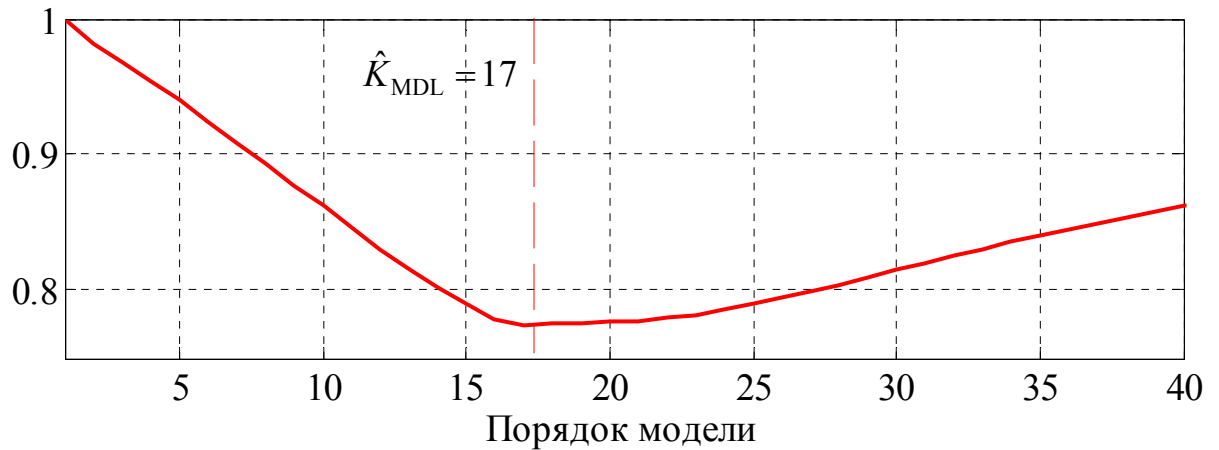


Рисунок 5.20 – Информационный критерий MDL для двух тангенциальных компонент восстановленного распределения дипольных моментов.

Из рисунка 5.20 видно, что количество эффективных источников, формирующих ПЭМИ на этой частоте равно 17.

На рисунке 5.21 представлено распределение тангенциальной составляющей дипольных моментов эквивалентной модели, а также распределение эффективных источников, полученных с помощью параметрической идентификации.

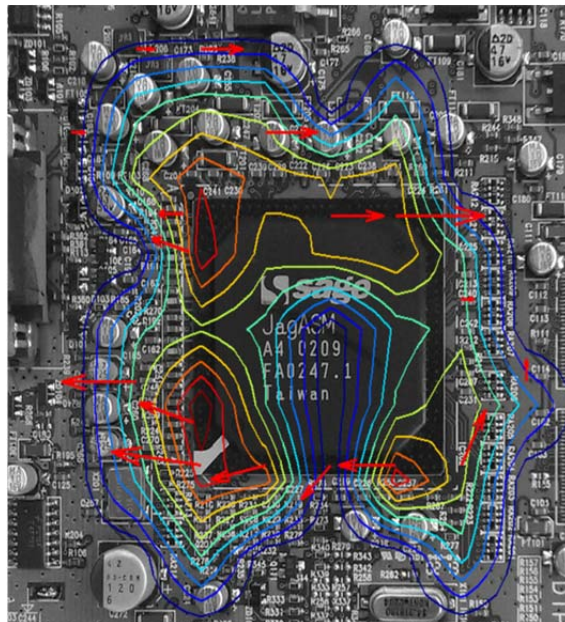


Рисунок 5.21 – Результат восстановления дипольных моментов в плоскости объекта на частоте $f = 80$ МГц.

Проведённые исследования также показали, что источник, представленный на рисунке 5.21, также формирует ПЭМИ на всех частотах, кратных 80 МГц. Для подтверждения этого факта на рисунке 5.22 представлены тангенциальные компоненты пространственного корреляционного спектра W_τ на частоте 240 МГц, полученного путём непосредственного измерения сигналов пробников и путём расчёта излучения эффективных источников.

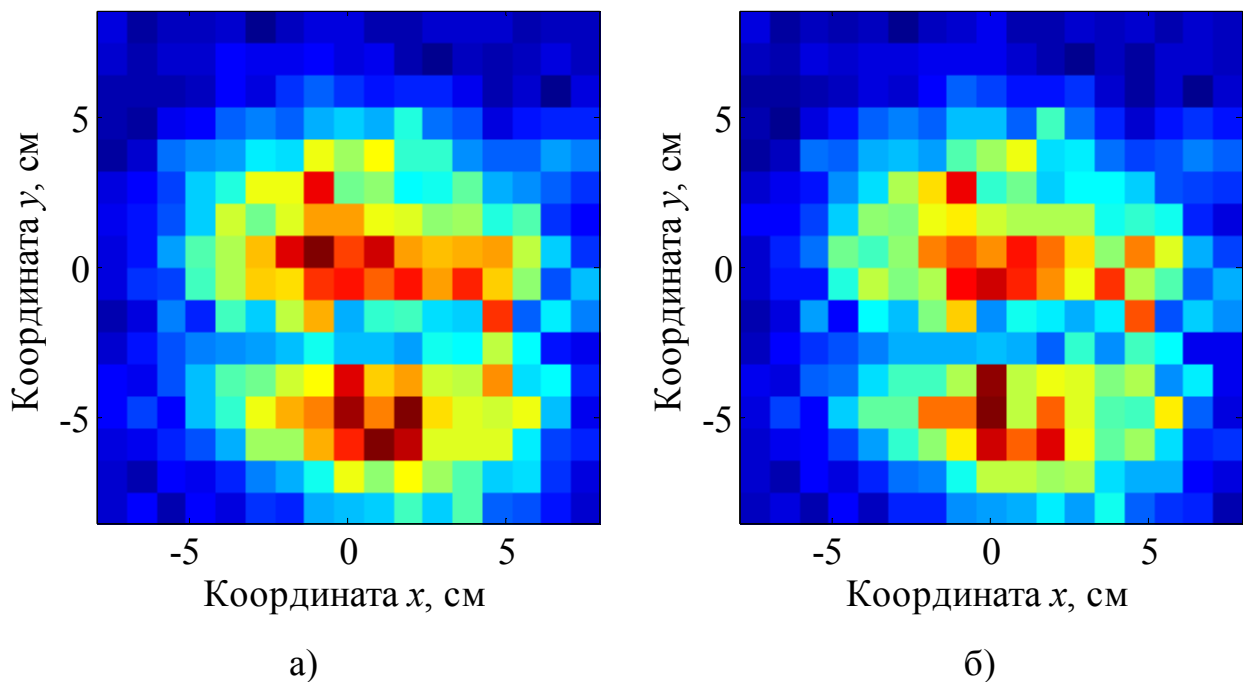


Рисунок 5.22 – W_τ на частоте 240 МГц, измеренная в ближней зоне (а) и полученная путём расчёта излучения эффективных источников (б).

Из рисунка видно, что полученные в результате параметрической идентификации на частоте 80 МГц эффективные диполи полностью описывают излучение рассматриваемого источника ПЭМИ.

5.4 Расчёт временных затрат на проведение исследований ПЭМИ СВТ

Расчёт временных затрат на проведение исследований ПЭМИ одного СВТ с целью контроля его защищённости от утечки информации проводился для трёх систем измерения:

- системы измерений ПЭМИ в дальней зоне в экранированной камере с использованием антенн и анализатора спектра;
- системы плоского сканирования ЭМИ в частотной области в непосредственной близости от исследуемого ТС [92];
- предложенной системы измерения стохастического ПЭМИ СВТ в ближней зоне его излучения во временной области.

Для расчёта использовались следующие исходные данные:

- максимальная частота анализа – $F_{\max} = 2$ ГГц;
- требуемое разрешение по частоте – $\Delta F = 100$ кГц;
- число усреднений спектра мощности ЭМИ – $K = 100$;
- размеры исследуемого объекта – $D_x \times D_y \times D_z = 50 \text{ см} \times 30 \text{ см} \times 3 \text{ см}$.

Количество точек измерения N_{Points} определялось исходя из заданного шага сканирования объекта Δ с использованием второй системы в соответствии с выражением:

$$N_{Points} = 2 \frac{D_x \cdot D_y + D_x \cdot D_z + D_z \cdot D_y}{\Delta^2} = 62, \quad (5.2)$$

где Δ определялось исходя из условия (3.8) для максимальной частоты диапазона анализа:

$$\Delta = \frac{\lambda_{\min}}{2} = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot F_{\max}} = 0,075 \text{ м}. \quad (5.3)$$

Расчёт временных затрат производился в предположении, что позиционирование измерительной аппаратуры для всех трёх систем осуществляется автоматически.

5.4.1 Измерения ПЭМИ в дальней зоне в частотной области

При проведении исследований ЭМИ СВТ в дальней зоне с использованием антенн необходимо произвести измерения усреднённой оценки спектра мощности излучения в каждой из N_{Points} точек на сфере заданного радиуса. Ко-

личество точек N_{Points} в этом случае определяет шаг по углам места и азимута $\Delta\alpha$, который при заданных исходных данных равен 30^0 .

Общее время, затрачиваемое на исследование одного СВТ, определяется в соответствии с выражением:

$$T_0 = N_{Points} \cdot (T_{изм} + T_{пер}), \quad (5.4)$$

где $T_{изм}$ – время измерения в одной точке, $T_{пер}$ – время, затрачиваемое на перемещение измерительного оборудования между соседними точками.

Временные затраты на проведение измерения в одной точке $T_{изм}$ определяются временем сканирования анализатором спектра заданного диапазона частот анализа и количеством усреднений:

$$T_{изм} = K \cdot T_{скан}, \quad (5.5)$$

где время сканирования определяется в соответствии с [93] как:

$$T_{скан} = \frac{F_{max}}{\Delta F^2}. \quad (5.6)$$

Время перемещения в системах сферического сканирования определяется угловой скоростью вращения системы позиционирования $v_{угл}$ и для $v_{угл} = 2,5$ об/мин составляет:

$$T_{пер} = \frac{v_{угл}}{60} \cdot \frac{\Delta\alpha}{360} = 3,5 \text{ мс}. \quad (5.7)$$

Таким образом, временные затраты на исследования одного СВТ с использованием системы измерений ПЭМИ в дальней зоне с использованием антенн и анализатора спектра составляют:

$$T_0 = N_{Points} \cdot \left(K \cdot \frac{F_{max}}{\Delta F^2} + T_{пер} \right) = 20,7 \text{ мин}. \quad (5.8)$$

Полученные результаты показывают, что для проведения исследований ПЭМИ одного СВТ с целью контроля его защищённости от утечки информации с использованием классического подхода требуется 20,7 мин.

5.4.2 Измерения ЭМИ в непосредственной близости от ТС в частотной области

В качестве примера системы измерения ПЭМИ в непосредственной близости от СВТ в частотной области рассматривалась система EMScan [92], широко применяющаяся на сегодняшний день для исследования ЭМС печатных плат и интегральных микросхем. Скорость сканирования $v_{скан}$ ЭМИ в полосе 100 МГц для этой системы составляет 4 точки/с. Таким образом, время на проведение измерения ПЭМИ СВТ в диапазоне частот $0 \div F_{max}$ определяется в соответствии с выражением:

$$T_0 = \frac{N_{Points} \cdot F_{max}}{10^8 \cdot v_{скан}} = 5,2 \text{ мин.} \quad (5.9)$$

Полученный результат показывает, что использование системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне в частотной области позволяет сократить временные затраты в 4 раза по сравнению с классическим подходом.

5.4.3 Измерения ПЭМИ в ближней зоне во временной области

Расчёт временных затрат на проведение исследования ПЭМИ СВТ с использованием предложенной в главе 3 концепции измерительной системы проводился для случая, когда расстояние между плоскостью измерения и плоскостью объекта d составляет 5 см, шаг сканирования равен Δ , а размер плоскости сканирования на 5 см больше размеров объекта по каждой из координат. В этом случае, количество точек измерения N_{Points} равно 68.

Время измерения в одной точке для системы временного анализа определяется в соответствии с выражением:

$$T_{изм} = K \cdot \frac{F_d}{\Delta F} \cdot \frac{1}{F_d} = \frac{K}{\Delta F} = 1 \text{ мс.} \quad (5.10)$$

Для расчёта общих временных затрат на проведение измерений необходимо учесть время записи данных в память $T_{сохр}$ и время перемещения сканирующего пробника между точками $T_{пер}$:

$$T_0 = N_{Points} \cdot (T_{изм} + T_{пер} + T_{соxp}) \quad (5.11)$$

Время, затрачиваемое на перемещение пробника между точками определяется угловой скоростью $v_{пер}$ и для $v_{пер} = 0,38$ м/с составляет:

$$T_{пер} = \frac{\Delta}{v_{пер}} = 0,2 \text{ с.} \quad (5.12)$$

Время сохранения данных в каждом из каналов при заданных параметрах составляет 0,75 – 1 с в зависимости от быстродействия памяти приёмного устройства. Таким образом, суммарное время измерения ЭМИ СВТ составляет:

$$T_0 = 2 \div 2,5 \text{ мин.} \quad (5.13)$$

Таким образом, предложенная концепция построения системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне во временной области позволяет сократить временные затраты в 8–10 раз по сравнению с классическим подходом и в 2–2,5 раза по сравнению с измерениями в ближней зоне в частотной области.

Полученные результаты показывают, что основное время на проведение измерений ЭМИ в ближней зоне во временной области с использованием системы двухточечного сканирования затрачивается на запись данных в память измерительного устройства и передачу на персональный компьютер для последующей обработки. Сокращение этого времени за счёт использования более быстродействующей памяти измерительного устройства и высокоскоростных интерфейсов передачи данных.

5.5 Выводы по главе 5

В главе представлены результаты экспериментальных исследований ПЭМИ двух СВТ: ноутбука и платы монитора с использованием предложенного подхода измерения тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне, а также классического метода измерения в дальней зоне с использованием антенн.

По результатам измерений в ближней зоне была проведена оценка распределения электрических дипольных моментов распределённой модели и па-

раметров эффективных источников. По полученным данным было восстановлено пространственное распределения ПЭМИ на расстоянии 2 м от исследуемого объекта и проведено сравнение с результатами непосредственных измерений классическим методом с использованием антенн на нескольких частотах для различных ракурсов. Было показано, что предложенный алгоритм оценки характеристик ПЭМИ СВТ в дальней зоне по результатам сканирования тангенциальных компонент вектора напряжённости магнитного поля в ближней зоне демонстрирует высокую адекватность получаемых результатов. Небольшие расхождения экспериментальных результатов с расчётными объясняются невысокой точностью как самих антенных измерений, так и сканирования ближнего поля, поскольку позиционирование пробников осуществлялось в ручном режиме с относительно большим шагом без использования систем позиционирования.

Представленные в главе результаты экспериментальных исследований показали, что ПЭМИ СВТ на различных частотах формируется разными источниками, входящими в состав исследуемого устройства и обладает ярко выраженными направленными свойствами, которые проявляются при увеличении площади источника и частоты излучения. Направленность излучения каждого источника в составе СВТ определяется соотношением размеров его излучающей поверхности и длины волны и может существенно изменяться в широком диапазоне частот анализа. Таким образом, для широкополосных сигналов невозможно определить максимум излучения, поскольку на каждой из частот его положение может изменяться в широких пределах. На низких частотах характеристика направленности излучения источников в составе СВТ совпадает с характеристикой направленности диполя. В этом случае для контроля защищённости может эффективно использоваться классический экспериментально-расчётный метод, предлагаемый существующей нормативно-методической базой. Верхняя граница адекватности простейшей дипольной модели в общем случае определяется геометрическими размерами исследуемого СВТ или предположением о расположении источников ПЭМИ в его составе.

Также в главе представлен расчёт временных затрат на проведение исследований ПЭМИ одного СВТ с целью контроля его защищённости от утечки информации для трёх систем измерения:

- системы измерений ПЭМИ в дальней зоне в экранированной камере с использованием антенн и анализатора спектра;
- системы плоского сканирования ЭМИ в частотной области в непосредственной близости от исследуемого ТС;
- предложенной системы измерения стохастического ПЭМИ СВТ в ближней зоне его излучения во временной области.

Проведённый расчёт показал, что, предложенная концепция построения системы измерения ПЭМИ СВТ в ближней зоне во временной области позволяет сократить временные затраты в 8–10 раз по сравнению с классическим подходом и в 2–2,5 раза по сравнению с измерениями в ближней зоне в частотной области.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Диссертационная работа посвящена повышению достоверности и эффективности контроля защищённости информации, обрабатываемой средствами вычислительной техники, путём развития технологии измерения стационарных стохастических побочных электромагнитных излучений технических средств в ближней зоне за счёт использования уточнённой модели технического средства и алгоритмов идентификации параметров источников информационного излучения. По результатам исследований, проведённых в рамках поставленной задачи, были получены следующие результаты.

Классический подход к контролю защищённости СВТ основан на проведении измерений характеристик излучения в дальней зоне на определённом расстоянии от СВТ для различных ракурсов и последующем пересчёте полученных параметров для оценки максимально возможной зоны перехвата информации, за пределами которой обеспечивается заданное значение показателя защищённости. Недостатками такого подхода являются невысокая достоверность получаемых результатов, обусловленная использованием для расчётов упрощённой модели СВТ, значительные временные затраты, а также необходимость использования специализированных помещений большой площади для проведения специальных исследований. Таким образом, выбранное направление исследований является востребованным, актуальным и перспективным.

Проведённый обзор по материалам отечественных и зарубежных источников в области исследования и обработки электромагнитных излучений с точки зрения информационной безопасности, обеспечения электромагнитной совместимости и исследования характеристик антенных систем показал, что современной тенденцией исследования характеристик излучения различных устройств и систем заключается в проведении измерений в ближней зоне объектов.

В диссертации предложено использование метода измерений в ближней зоне для контроля защищённости СВТ с целью повышения достоверности ре-

зультатов, снижения временных затрат, а также требований к условиям проведения измерений и измерительной аппаратуре. Другим достоинством предложенного подхода является возможность использования результатов измерения для локализации источников ПЭМИ с целью последующего принятия мер по снижению его уровня, а также формирования более точной модели излучения СВТ.

В диссертации рассмотрена модель формирования ЭМИ ТС, которая описывает характеристики излучения ТС в каждой точке пространства как произведение спектра тока, формирующего ЭМИ, и частотной характеристики излучения устройства. В качестве модели сигнала, формирующего ЭМИ, в соответствии с проведёнными теоретическими и экспериментальными исследованиями, предложена модель суммарного сигнала, формируемого суммой токов в близкорасположенных проводниках.

В качестве модели ТС в диссертации предложена распределённая дипольная модель, описывающая ЭМИ ТС на каждой частоте как излучение одного информационного сигнала, распределённого в плоскости объекта. Параметрами предложенной модели, определяющими её частотную характеристику излучения, являются временные задержки информационного сигнала между элементами, а также две компоненты векторов, определяющих ориентацию диполей в узлах сетки в плоскости объекта.

В работе представлены подходы к описанию ЭМИ ТС в ближней зоне. Рассматривается два метода описания детерминированных ЭМИ, а также характеристики стационарного стохастического излучения, характерного для информационного ПЭМИ ТС. В предположении о стационарности на интервале измерения и эргодичности ПЭМИ ТС предложена концепция построения системы измерения ЭМИ ТС в ближней зоне, основанная на двухточечном сканировании временных реализаций сигналов компонент электромагнитного поля в плоскости, параллельной плоскости расположения исследуемого объекта.

Также проводится сравнительный анализ двух методов пересчёта компонент электромагнитного поля из ближней зоны в любую точку пространства.

Представленные теоретические результаты, а также результаты моделирования показывают, что метод спектра плоских волн, может использоваться для определения характеристик направленных систем, тогда как для их исследования ЭМИ ТС, имеющих случайную широкую направленность, целесообразно использовать метод эквивалентного моделирования источника, который позволяет проводить анализ излучения в широком диапазоне частот и пространственных координат.

В связи со случайным характером информационного ЭМИ СВТ в диссертации представлено обобщение метода эквивалентного моделирования источника для определения характеристик стохастического излучения.

Для решения обратной задачи определения электрических дипольных моментов в плоскости объекта в условиях плохой обусловленности системы и присутствии шумов в алгоритме локализации применяется процедура регуляризации по Тихонову. Также рассматривается применение процедуры параметрической идентификации для повышения точности локализации и определения эффективных источников ЭМИ СВТ, количество которых существенно меньше размерности дипольной модели.

Анализ проведённых экспериментальных исследований ПЭМИ СВТ подтверждает предположение о том, что ПЭМИ ТС обладает ярко выраженными направленными свойствами, которые проявляются при увеличении площади источника и частоты излучения, таким образом, характеристика направленности излучения источников в составе ТС совпадает с характеристикой направленности диполя только на низких частотах. Также полученные результаты показывают, что направленность излучения каждого источника в составе ТС определяется соотношением размеров его излучающей поверхности и длины волны и может существенно изменяться в широком диапазоне частот анализа. Таким образом, для широкополосных сигналов невозможно определить максимум излучения, поскольку на каждой из частот его положение может изменяться в широких пределах.

В работе проведена экспериментальная верификация разработанной системы измерения информационных стационарных стохастических ЭМИ СВТ в ближней зоне путём сопоставления рассчитанных и измеренных пространственно-частотных характеристик излучения в дальней зоне, продемонстрировавшая высокую адекватность полученных результатов.

Одним из основных применений предложенного подхода измерения ЭМИ ТС в ближней зоне является возможность оценки напряжённости электрического и магнитного поля в любой точке пространства как в непосредственной близости от ТС, так и на границе контролируемой зоны по одному набору измерений без использования различных приближений и упрощений. Таким образом, предложенный подход позволяет существенно упростить и сократить временные затраты на измерения по контролю защищённости ТС от утечки циркулирующей в нем информации за счёт ПЭМИ. Недостатком предложенного подхода является необходимость построения измерительной системы, элементы которой имеют относительно высокую стоимость на рынке. Однако такого рода система обладает свойством унификации и может впоследствии использоваться для исследований широкого набора ТС и выполнения различных задач.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зайцев А.П., Шелупанов А.А., Мещеряков Р.В., Скрыль С.В., Голубятников И.В. Технические средства и методы защиты информации. – М.: Машиностроение, 2009. – 508 с.
2. Бузов Г.А., Калинин С.В., Кондратьев А.В. Защита от утечки информации по техническим каналам: Учебное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. - 416 с.
3. Peter Stavroulakis, Mark Stamp, *Handbook of Information and Communication Security*, Springer, 2010. – 820 p.
4. D. Baudry, C. Arcambal, A. Louis, B. Mazari, P. Eudeline, “Applications of the Near-Field Techniques in EMC Investigations”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2007, Vol. 49, № 4, pp. 485–493.
5. Бахрах Л.Д., Кременецкий С.Д., Курочкин А.П., Усин В.А., Шифрин Я.С. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне.– Л.:Наука, 1985. – 272 с.
6. A. Ramanujan, Z. Riah, A. Louis, “Modeling the Time-Harmonic Electromagnetic Emissions of Microwave Circuits”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2012, Vol. 54, № 2, pp. 254–261.
7. Y. Liu, B. Ravelo, A. K. Jastrzebski, J. Ben Hadj Slama, “Computational Method of Extraction of the 3D E-Field from the 2D H-Near-Field Using PWS Transform”, *Proceedings of the 10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, 2011, pp. 555–560.
8. S. Gregson, J. McCormick, C. Parini, *Principles of Planar Near-Field Antenna Measurements*. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 2007. – 424 p.
9. T. K. Sarkar, A. Taaghoul, “Near-field to near/far-field transformation for arbitrary near-field geometry utilizing an equivalent electric current and MoM”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1999, vol. 47, No. 3, pp. 566-573.
10. D. Thomas, C. Obiekezie, S. Greedy, A. Nothoferand, P. Sewell, “Charac-

terization of Noisy Electromagnetic Fields from Circuits using the Correlation of Equivalent Sources”, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, pp. 1–5.

11. X. Tong, D.W.P. Thomas, A. Nothofer, P. Sewell, C. Christopoulos, “Modeling Electromagnetic Emissions From Printed Circuit Boards in Closed Environments Using Equivalent Dipoles”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2010, Vol. 52, № 2, pp. 462–470.

12. Xin Tong, *Simplified Equivalent Modeling of Electromagnetic Emissions from Printed Circuit Boards*. PhD thesis, University of Nottingham, 2010.

13. Abhishek Ramanujan, *Development of Automated Frequency and Time-Domain Radiated Electromagnetic Emission Models for Microelectronic Applications*. PhD thesis, University of Rouen, 2011.

14. D. Rinas, S. Niedzwiedz, J. Jia, S. Frei, “Optimization Methods for Equivalent Source Identification and Electromagnetic Model Creation based on Near-Field Measurements”, *Proceedings of the 10th International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, 2011, pp. 298–303.

15. H. Weng, D.G. Beetner, R.E. DuBroff, Jin Shi, “Estimation of High-Frequency Currents from Near-Field Scan Measurements”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2007, Vol. 49, № 3, pp. 805–815.

16. Коновалюк М.А. Параметрическая идентификация радиолокационного изображения объекта. Анализ комплексного изображения и синтез многоточечного портрета высокого разрешения. – LAP LAMBERT Academic Publishing, 2012. – 220 с.

17. Y. Hua, A. Gershman, Q. Cheng, *High-Resolution and Robust Signal Processing*. New York, USA: CRC Press, 2003. – 550 p.

18. T.K. Sarkar, O. Pereira, “Using the Matrix Pencil Method to estimate the parameters of a sum of complex exponentials”, *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 1995, Vol. 37, № 1, pp. 48–55.

19. A.J. Mackay, A. McCowen, “An Improved Pencil-of-Functions Method and Comparisons with Traditional Methods of Pole Extraction,” *IEEE Transactions*

on *Antennas and Propagation*, 1987, vol. AP-35, № 4, pp. 195–198.

20. Fang-Jiong Chen, Fung, C.C., Chi-Wah Kok, Sam Kwong, “Estimation of Two-Dimensional Frequencies Using Modified Matrix Pencil Method”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2007, vol. 55, № 2, pp.718–724.

21. Y. Hua, “Estimating two-dimensional frequencies by matrix enhancement and Matrix Pencil”, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1992, Vol. 40, № 9, pp. 2267–2280.

22. Yang Liu, *Study of Electronic Circuit Radiated Near-Field Emissions in Time-Domain*. PhD thesis, University of Rouen, 2012.

23. H. Weng, D.G. Beetner, R.E. DuBroff, “Prediction of Radiated Emissions Using Near-Field Measurements”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2011, Vol. 53, № 3, pp. 891–899.

24. P.-A. Barriere, J.-J. Laurin, Y. Goussard, “Mapping of Equivalent Currents on High-Speed Digital Printed Circuit Boards Based on Near-Field Measurements”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2009, Vol. 51, № 3, pp. 649–658.

25. S. Lallechere, S. Gerard, P. Bonnet, and F. Paladian, “Computational Electromagnetics for EMC Problems of Integrated Circuits”, *Proceedings of EMC Europe 2011*, York, UK, 2011, pp. 717–721.

26. L.R. Arnaut, C.S. Obiekezie, “Stochastic Analysis of Wideband Near-Field Emissions from Dipole Antennas and Integrated Circuits”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2014, Vol. 56, № 1, pp. 93–101.

27. J.A. Russer, T. Asenov, P. Russer, “Sampling of Stochastic Electromagnetic Fields”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012, pp. 1–3.

28. J. A. Russer and P. Russer, “An Efficient Method for Computer Aided Analysis of Noisy Electromagnetic Fields,” *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2011, pp. 1–4.

29. S. Braun, P. Russer, “A Low-Noise Multiresolution High-Dynamic Ultra-Broad-Band Time-Domain EMI Measurement System”, *IEEE Transactions on Mi-*

crowave Theory and Techniques, 2005, Vol. 53, pp. 3354–3363.

30. ГОСТ Р 50752-95 Информационная технология. Защита информации от утечки за счёт побочных электромагнитных излучений при её обработке средствами вычислительной техники. Методы испытаний.

31. Авдеев В.Б., Катруша А.Н. Расчёт коэффициента ослабления побочных электромагнитных излучений // *Специальная техника*. – 2013. – № 2. – С. 18-27.

32. ГОСТ 29339-92 Защита информации от утечки за счёт ПЭМИН при её обработке средствами вычислительной техники.

33. Горбунова А.А., Коновалюк М.А., Баев А.Б., Кузнецов Ю.В. Модель электромагнитных излучений проводных интерфейсов передачи данных средств вычислительной техники // *Специальная техника*. – 2013. – № 5. – С. 26–36.

34. M.T. Ma, M. Kanda, M.L. Crawford, Ezra B. Larsen, “A review of electromagnetic compatibility/interference measurement methodologies”, *Proceedings of the IEEE*, 1985, Vol. 73, No. 3, pp. 388 – 411.

35. D. Morgan, *A Handbook for EMC Testing and Measurement*. London, United Kingdom: The Institution of Engineering and Technology, 1994. – 304 p.

36. C. Christopoulos, *Principles and Techniques of Electromagnetic Compatibility*. New York, USA: CRC Press, 2007. – 536 p.

37. J. Wu, E. Sicard, J. Li, “Recent Advances in 3D-IC EMC Measurement Methods”, *Progress In Electromagnetics Research Symposium Proceedings*, 2013, pp. 1147 – 1152.

38. Yang Liu, Blaise Ravelo, Fully Time-domain Scanning of EM Near-Field Radiated by RF Circuits, *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 57, 2014, pp. 21 – 46.

39. Y. Liu, B. Ravelo, P.R. Young, A.K. Jastrzebski, “Analysis of Time-Domain Near-Field Coupling for Complex Shape Wiring Systems”, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, 2012, pp. 966 – 971.

40. K. Sugawara, C.P. Chen, Z. Ma, T. Anada, D.W.P. Thomas, “Noncontact-

ing Electric and Magnetic Field Probe for Measuring EM Fields on Microwave Planar Circuits”, *Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference (APMC 2007)*, 2007, pp. 1–4.

41. Clayton R. Paul, *Introduction to Electromagnetic Compatibility, 2nd Edition*. Hoboken, New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 2006. – 836 p.

42. S. Caniggia, F. Maradei, *Signal Integrity and Radiated Emission of High-Speed Digital Systems*. United Kingdom: Wiley, 2008. – 552 p.

43. Джонсон Г., Грэхем М. Высокоскоростная передача цифровых данных. Высший курс чёрной магии. – Вильямс, 2005. – 1024 с.

44. Айзенберг Г.З., Белоусов С.П., Журбенко Э.М., Клигер Г.А., Курашов А.Г., Коротковолновые антенны, под ред. Айзенберга Г.З. – 2-е изд. – М.: Радио и связь, 1985. – 536 с.

45. Характеристики антенн в режиме передачи. Слабонаправленные антенны / Д.И.Воскресенский, В.Л.Гостюхин, В.М.Максимов, Л.И.Пономарев. – М.: Изд-во МАИ, 1993. – 76 с.

46. Горбунова А.А., Алгоритм пространственной локализации источников стохастического электромагнитного излучения по результатам двухточечного сканирования в ближней зоне // Электронный журнал «Труды МАИ». – 2014. – № 73. – С. 27.

47. Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University, 2002, 778 p.

48. Авдеев В.А. Периферийные устройства: интерфейсы, схемотехника, программирование. – М.: ДМК Пресс, 2009. – 848 с.

49. Агуров П.В. Последовательные интерфейсы ПК. Практика программирования. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 496 с.

50. Universal Serial Bus Specification Revision 2.0., October 2011.

51. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. – М.: Наука, 1978. – 463 с.

52. Ахманов С.А., Дьяков Ю.Е., Чиркин А.С. Введение в статистическую радиофизику и оптику: учебное пособие для физических специальностей вузов.

– М. : Наука, 1981. – 640 с.

53. L.R. Arnaut, “Spatial Correlation Functions of Inhomogeneous Random Electromagnetic Fields”, *Physical Review E* 73, 2009, pp. 1–11.

54. Горбунова А.А., Локализация источников широкополосного стохастического электромагнитного излучения по результатам измерений в ближней зоне // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2014. – № 1. – С. 25–32.

55. Горбунова А.А., Оценка параметров источников стохастического электромагнитного излучения в составе технических средств // 15-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA), Москва, 2013, с. 341–347.

56. E. B. Joy and D. T. Paris, "Spatial Sampling and Filtering in Near-Field Measurements," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, vol. AP-20, pp. 253-261, May 1972.

57. Y. Kuznetsov, A. Baev, M. Bekhtin, S. Braun, and P. Russer, “The Time-Domain EMI Measurement System Based on a Multi-level Analog-to-Digital Converter,” *The European Conference on Wireless Technology*, 2005, pp. 209–212.

58. Florian Krug, Peter Russer, “Ultra-Fast Broadband EMI Measurement System in Time Domain using Classical Spectral Estimation”, *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2002, Vol. 3, pp. 2237–2240.

59. C. Keller, K. Feser, “Fast Emission Measurement in Time Domain”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2007, Vol. 49, № 4, pp.816–824.

60. F. Krug, P. Russer, “The Time-Domain Electromagnetic Interference Measurement System”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2003, Vol. 45, № 2, pp. 330–338.,

61. S. Braun, T. Donauer, P. Russer, “A Real-Time Time-Domain EMI Measurement System for Full-Compliance Measurements According to CISPR 16-1-1”, *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2008, vol.50, № 2, pp. 259–267.

62. B. Ravelo, Y. Liu, J. Ben Hadj Slama, “Time-Domain Near-Field/Near-

Field Transform with PWS Operations”, *The European Physical Journal Applied Physics*, 2011, Vol. 53, № 3, pp. 1–12.

63. Yang Liu, Blaise Ravelo, J. Ben Hadj Slama, “Calculations of Near-Field Emissions in Frequency-Domain into Time-Dependent Data with Arbitrary Wave Form Transient Perturbations”, *Advanced Electromagnetics*, 2012, Vol. 1, № 2, pp. 26–40.

64. P. C. Clemmow, *The Plane Wave Spectrum Representation of Electromagnetic Fields*, Wiley-IEEE Press, 1996, 198 p.

65. P. Petre, T.K. Sarkar, “Differences Between Modal Expansion and Integral Equation Methods for Planar Near-Field to Far-Field Transformation”, *Progress In Electromagnetics Research*, 1996, PIER 12, pp. 37–56.

66. Горбунова А.А., Алгоритм пространственной локализации источников стохастического электромагнитного излучения по результатам двухточечного сканирования в ближней зоне // 12-я Международная конференция «Авиация и космонавтика-2013», М.: МАИ, 2013, с. 449–450.

67. A. Baev, A. Gorbunova, M. Konovalyuk, J.A. Russer, Y. Kuznetsov, “Planar stochastic sources localization algorithm in EMC problems”, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2013, pp. 440–443.

68. Горбунова А.А., Локализация источников широкополосного стохастического электромагнитного излучения по результатам измерений в ближней зоне // Московская молодёжная научно-практическая конференция «Инновации в авиации и космонавтике-2013», М.: МАИ, 2013, с. 220–221.

69. A. Gorbunova, A. Baev, M. Konovalyuk, Y. Kuznetsov, J.A. Russer, “Stochastic EMI Sources Localization Algorithm Based on Time Domain Planar Near-Field Scanning”, *International Symposium on Electromagnetic Compatibility (EMC Europe)*, 2013, pp. 972–976.

70. M. Konovalyuk, A. Baev, A. Gorbunova, Y. Kuznetsov, J.A. Russer, “Stochastic EMI Sources Localization Based on Ultra Wide Band Near-Field Measurements”, *European Microwave Conference (EuMC)*, 2013, pp. 1131–1134.

71. Горбунова А.А., Баев А.Б., Кузнецов Ю.В., Коновалюк М.А., Опреде-

ление параметров источников широкополосного стохастического электромагнитного излучения по результатам измерений в ближней зоне // 1-я Всероссийская Микроволновая конференция, М., 2013, с. 1.

72. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990. – 584 с.

73. Смолин И.Д., Коновалюк М.А., Баев А.Б. Система мониторинга широкополосных электромагнитных излучений на базе цифрового осциллографа // Информационно-измерительные и управляющие системы. – 2014. – №1. – С. 11–17.

74. R. Piziak, P.L. Odell, *Matrix Theory: From Generalized Inverses to Jordan Form*, New York, USA: Chapman and Hall/CRC, 2007. – 568 p.

75. P. C. Hansen, *The L-curve and its use in the Numerical Treatment of Inverse Problems*, In book: *Computational Inverse Problems in Electrodynamics*, WIT Press, pp.119–142.

76. D. Calvetti, L. Reichel, A. Shuibi, “L-Curve and Curvature Bounds for Tikhonov Regularization”, *Numerical Algorithms*, 2004, Vol. 35, №2-4, pp. 301-314.

77. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ, № 2013612093 от 20 декабря 2012 г., «Программа моделирования параметрической идентификации радиолокационного изображения объектов», автор Горбунова А.А.

78. M. Konovalyuk, A. Gorbunova, A. Baev, Y. Kuznetsov, “Parametric reconstruction of radar image based on Multi-point Scattering Model”, *International Journal of Microwave and Wireless Technologies*, 2014, First View Article, pp. 1–6.

79. Горбунова А.А., Разработка алгоритма получения точечного портрета сложной цели по комплексному радиолокационному изображению // Электронный журнал «Труды МАИ». – 2011. – № 45. – С. 54.

80. Коновалюк М.А., Горбунова А.А., Кузнецов Ю.В., Баев А.Б., Вторичная обработка комплексных изображений для идентификации многоточечных объектов // 5-я всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», М.: ИРЭ РАН, 2011, с. 1–3.

81. Горбунова А.А., Коновалюк М.А., Кузнецов Ю.В., Баев А.Б., Алгоритм извлечения информации из комплексного радиолокационного изображения сложной цели // 4-я всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь», М.: ИРЭ РАН, 2010, с. 175–179.

82. Горбунова А.А., Разработка алгоритма получения точечного портрета сложной цели по комплексному радиолокационному изображению // II-ой межотраслевой молодёжный научно-технический форум, М.: ВВЦ, 2010, с. 1.

83. A.P. Liavas, P.A. Regalia, “On the Behavior of Information Theoretic Criteria for Model Order Selection”, *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 2001, vol. 49, No. 8, pp. 1689–1695.

84. Горбунова А.А., Кузнецов Ю.В., Определение порядка модели доплеровского спектра цели // 12-я международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка и её применение», М.: РНТОРЭС, 2010, с. 6–9.

85. A. Gorbunova, Y. Kuznetsov, “Model Order Selection of the Target Doppler Spectrum”, *18th International Conference on Microwave Radar and Wireless Communications (MIKON)*, 2010, pp. 1–4.

86. P. Stoica, Y. Selen, “Model-Order Selection: a Review of Information Criterion Rules”, *Signal Processing Magazine*, 2004, vol. 21, No. 4, pp. 36–47.

87. Y. Kuznetsov, A. Gorbunova, A. Baev, “System identification procedure in microwave structure modeling applications”, *International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA)*, 2012, pp. 566–569.

88. H. Akaike, “A New Look at the Statistical Model Identification”, *IEEE Transactions on Automatic Control*, 1974, vol. AC-19, pp. 716–723.

89. M. Wax and T. Kailath, “Detection of Signals by Information Theoretic Criteria”, *IEEE Transactions on Acoustic, Speech and Signal Processing*, 1985, vol. ASSP-33, pp. 387–392.

90. T.K. Sarkar, Y. Hua, “Matrix Pencil Method for Estimating Parameters of Exponentially Damped/Undamped sinusoid in Noise”, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1990, vol. 38, № 5, pp. 814–824.

91. J.E. Fernandez, T.K. Sarkar, “Comparison between the Matrix Pencil

Method and the Fourier Transform Technique for High-Resolution Spectral Estimation”, *Digital Signal Processing*, 1996, Vol. 6, № 2, pp. 108–125.

92. EMSCAN. Real-Time Results: [сайт]. URL: <http://www.emscan.com> (дата обращения 20.04.2014).

93. Кристоф Раушер. Основы спектрального анализа. – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 224 с.